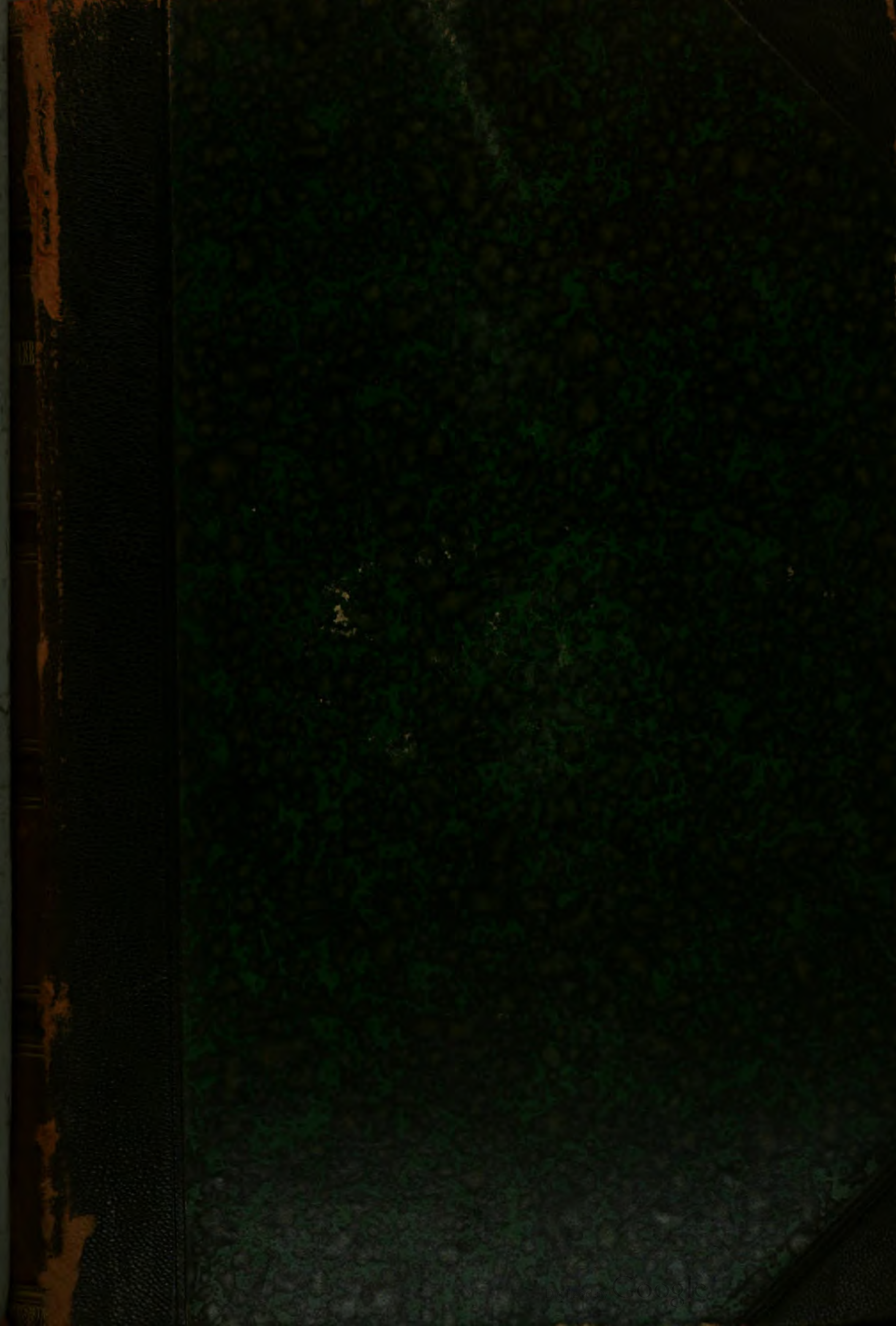
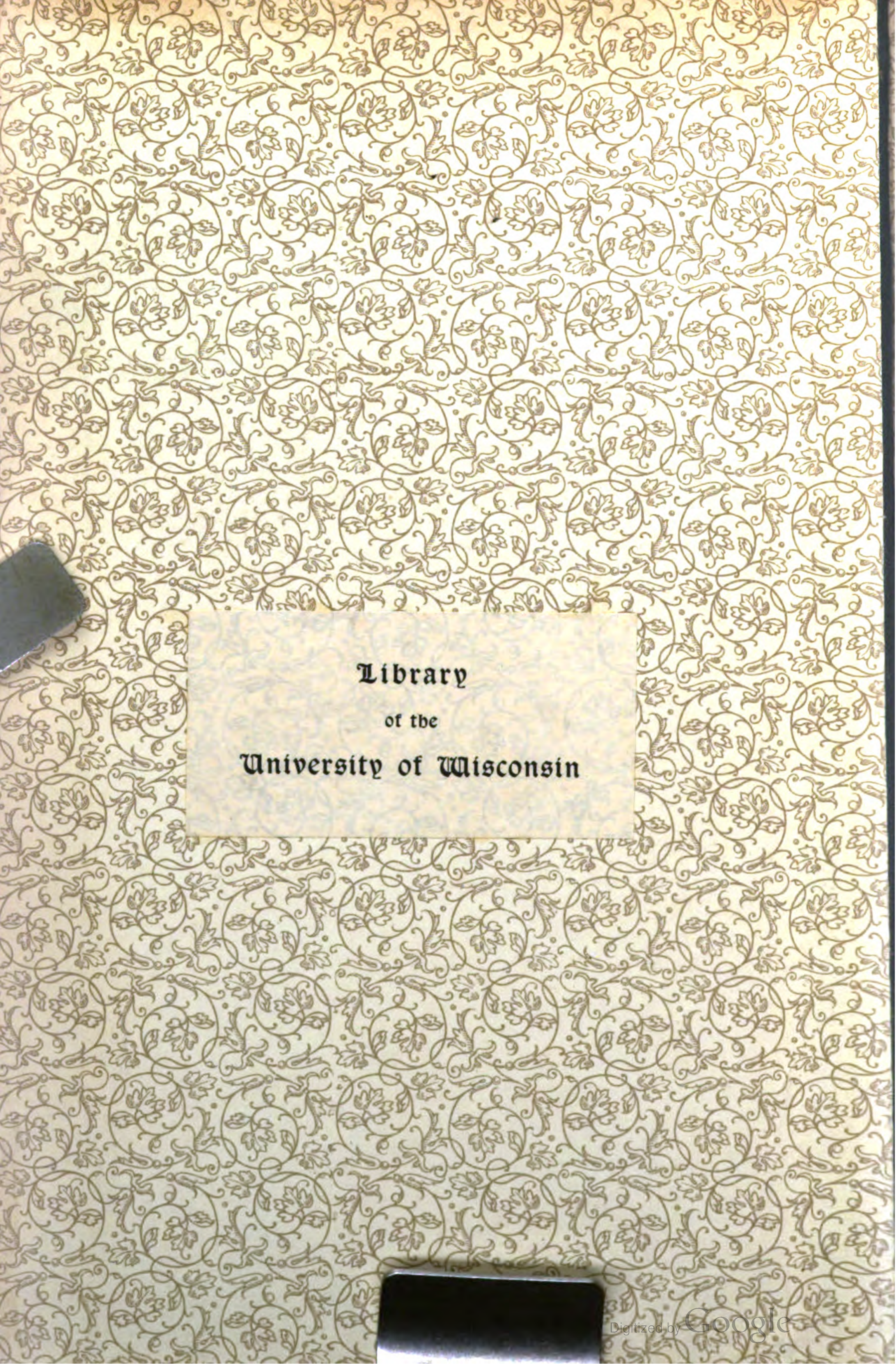
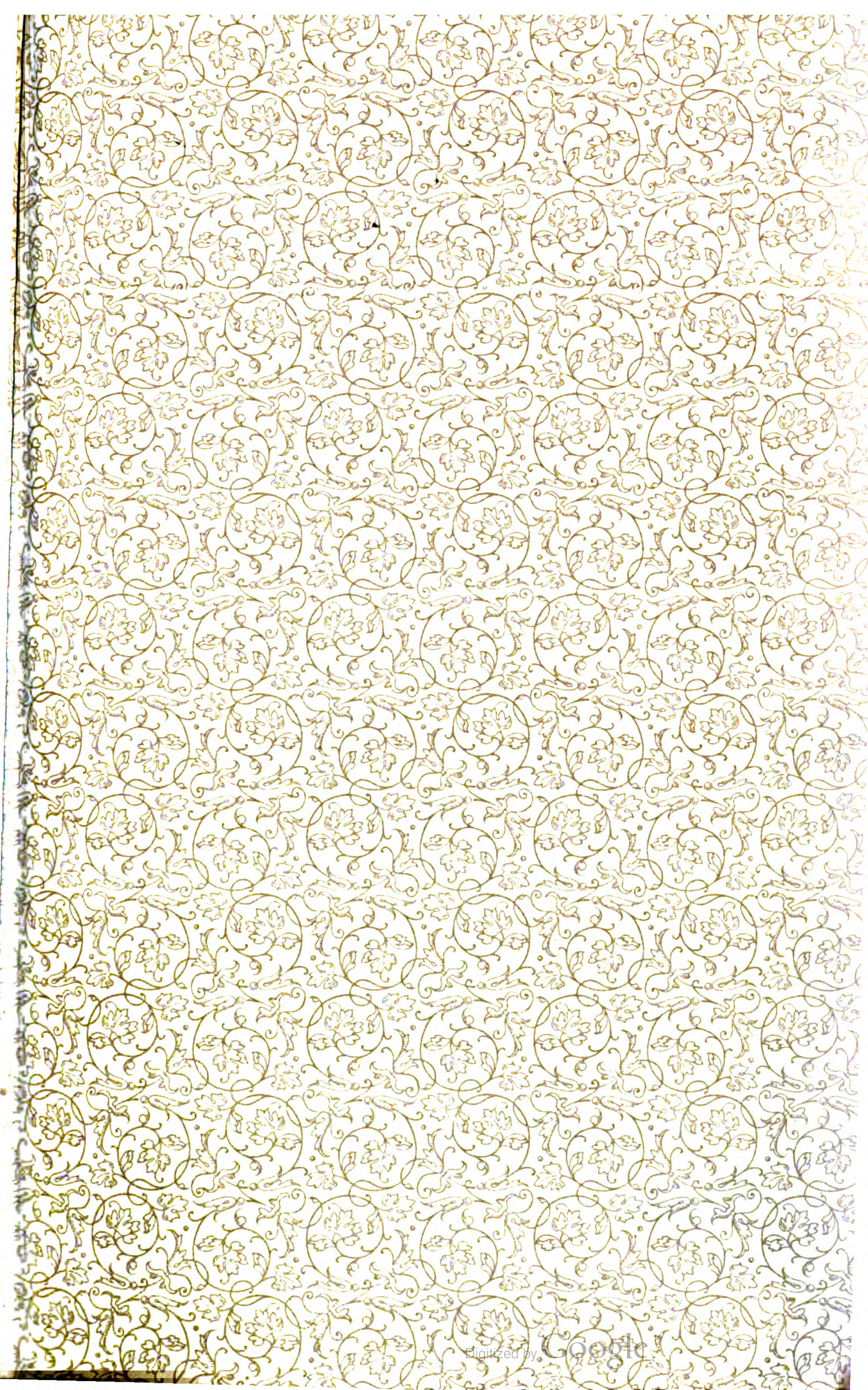



Library
of the
University of Wisconsin



SAMMLUNG

Elektrotechnischer Vorträge.

Unter Mitwirkung von

Prof. E. Arnold-Karlsruhe, Direktor Dr. Corsepius-Dresden, Direktor Einbeck-Berlin, Ingenieur C. P. Feldmann-Köln-Ehrenfeld, Prof. Dr. K. Feussner, Mitglied der physikal.-technischen Reichsanstalt, Oberingenieur Görling-Nürnberg, Ingenieur A. Heyland-Brüssel, Prof. Dr. Heinke-München, Chefelektriker J. Heubach-Köln, Geheimrat Prof. Dr. E. Kittler-Darmstadt, Oberingenieur L. Kohlfürst-Kaplitz, Direktor Nerz-Nürnberg, Prof. Dr. Niethammer-Brünn, Prof. Dr. G. Roessler-Berlin, Elektroingenieur Alex Rothert-Nancy, Dr. P. Schoop-Pfronten, Ingenieur Ch. P. Steinmetz-Schenectady, Baurat F. Uppenborn-München, Prof. H. F. Weber-Zürich, Prof. Dr. W. Wedding-Berlin

herausgegeben von **Prof. Dr. ERNST VOIT.**

VI. BAND.

Mit 240 Abbildungen und 3 Tafeln.



STUTTGART.
VERLAG VON FERDINAND ENKE.
1905.

Druck der Union Deutsche Verlagsgesellschaft in Stuttgart.

Inhaltsverzeichnis.

Theorie der kompensierten Asynchronmaschine.

Von

Julius Heubach,

Chefingenieur des Sachsenwerks.

Mit 28 Abbildungen.

Einleitung.

Beim Erscheinen meines Buches „Der Drehstrommotor“ wurde mir von sehr geschätzter Seite ein Vorwurf darüber gemacht, dass in dem genannten Werk der kompensierte Motor nicht behandelt ist. Die Gründe, die mich dazu veranlassten, dies Thema in jenem Buche nicht zu berühren, habe ich in der Vorrede angegeben. Die eingangs erwähnte Kritik bietet mir aber eine willkommene Veranlassung dazu, in der Sammlung elektrotechnischer Vorträge die kompensierte Maschine eingehend zu erörtern.

Zum Verständnis so komplizierter Vorgänge, wie sie sich im kompensierten Motor abspielen, ist unbedingt vollständige Klarheit über das Wesen und Verhalten des gewöhnlichen asynchronen Drehstrommotors erforderlich; und wenn das Thema dieser kleinen Schrift auf so engem Raum behandelt werden soll, ist daher die Anlehnung an ein Buch, das den normalen Drehstrommotor eingehend beschreibt, erforderlich. Diese Bemerkung halte ich für angebracht, damit nicht die häufigen Hinweise auf mein Buch „Der Drehstrommotor“ (im Nachstehenden mit D.M. bezeichnet) ermüdend wirken und vielleicht falsch gedeutet werden.

Den Ausgangspunkt der nachstehenden Erörterungen bilden die Publikationen in der Elektrotechnischen Zeitschrift, die von Heyland über seinen kompensierten Motor resp. Generator erschienen sind.

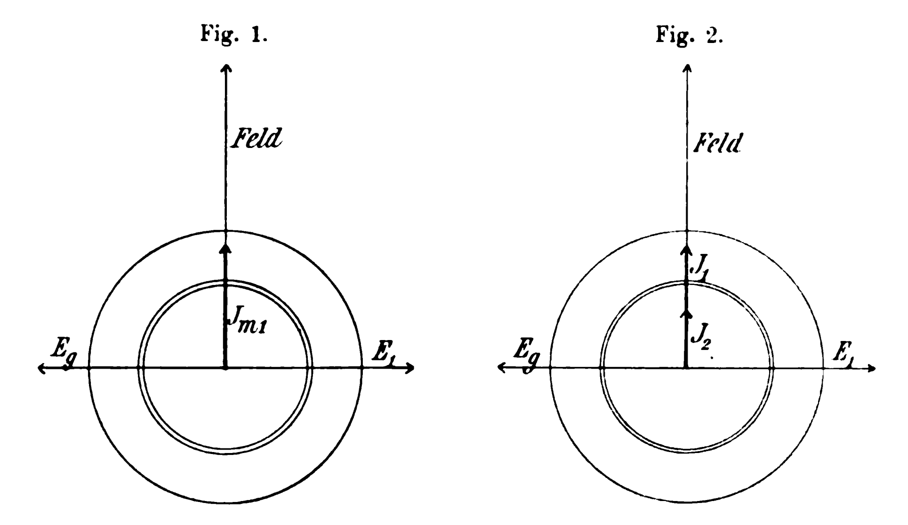
1. Grundidee des kompensierten Motors.

Befindet sich ein gewöhnlicher Drehstrommotor im Synchronismus, so ist die Rotorwicklung stromlos, da in den Rotordrähten keine E.M.K.K. induziert werden. Die Statorwicklung wird dagegen von



einem wattlosen Magnetisierungsstrom J_{m_1} von solcher Grösse durchflossen, dass die Statoramperewindungen ein Drehfeld von solcher Grösse erzeugen, dass eben dieses Drehfeld in den Statorwindungen eine E.M.G.K. (der Selbstinduktion) E_g von gleicher Grösse, aber entgegengesetzter Richtung als die Klemmenspannung E_1 induziert (Fig. 1).

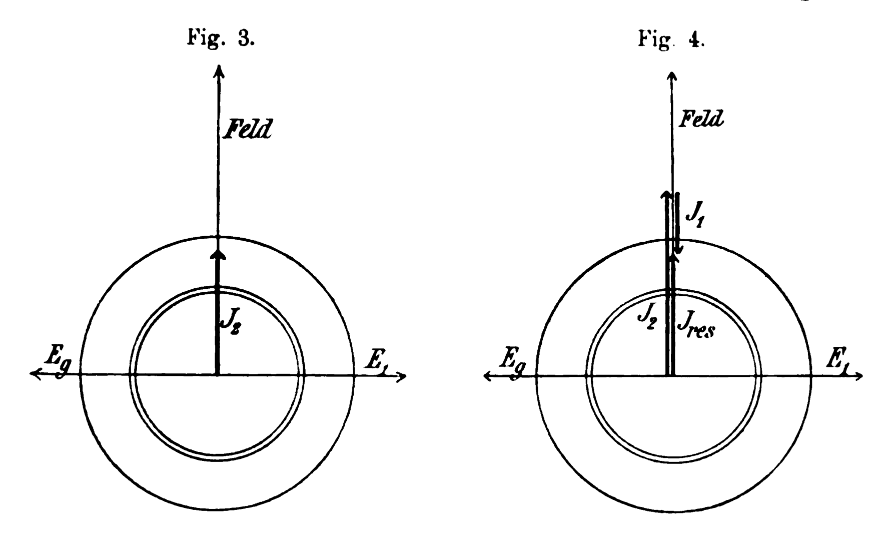
Führen wir nun dem Rotor durch seine Schleifringe einen geringen Gleichstrom J_2 zu, so dass die erregende Kraft des Rotors in gleicher Richtung wirkt wie die des Stators, so sind zur Aufrechterhaltung des Statorfeldes nicht mehr so viele Statoramperewindungen wie ursprünglich nötig, und der Statormagnetisierungsstrom kann nun-



mehr wesentlich geringer sein. Fig. 2 zeigt den jetzt herrschenden Zustand: Klemmenspannung, Feld und E.M.G.K. sind dieselben geblieben wie in Fig. 1, dagegen hat sich der Magnetisierungsstrom J_1 um so viel verringert, als der dem Rotor zugeführte Magnetisierungsstrom J_2 zur erregenden Kraft des Motors beiträgt.

Durch passende Wahl des Rotorstromes J_2 können wir erreichen, dass die Rotoramperewindungen allein genügen, um das konstante Statorfeld zu erzeugen, und es wird dann der Statorstrom $J_{m_1} = 0$. Trotzdem also auf den Stator eine Klemmenspannung E_1 wirkt, sind die Statorwindungen stromlos, denn E_1 wird durch E_g balanciert, E_g dagegen wird durch das vom Rotor erzeugte Feld induziert. — In diesem Zustand gleicht der untersuchte Motor vollständig einem auf ein Netz parallelgeschalteten, unbelasteten, gewöhnlichen Generator, dessen Induktor dem Stator, dessen Magnetrad dem Rotor entspricht.

Steigern wir den Rotorstrom unseres Drehstrommotors noch weiter, so würden die Rotoramperewindungen ein Feld hervorrufen, das grösser wäre als das **konstante** Erregerfeld des Motors. Dieses übermässige Anwachsen des Erregerfeldes kann nur dadurch verhindert werden, dass der Stator dem Netz einen derartigen Strom entnimmt, dass die Statoramperewindungen den Rotoramperewindungen entgegengerichtet sind, so dass die resultierende Wirkung beider die Konstanz des Statorfeldes gewährleistet (Fig. 4). Ein Vergleich der Fig. 4 mit der Fig. 1 zeigt, dass nunmehr der Statorstrom der Klemmenspannung um 90° voreilt, während bei stromlosem Rotor der Statormagneti-



sierungsstrom gegenüber der Klemmenspannung um 90° verzögert ist. — In dem jetzigen Zustand entspricht der Drehstrommotor einem übererregten Generator (oder Synchronmotor) und er zeigt genau wie dieser die bekannte Eigenschaft der Kondensatorwirkung eines übererregten Synchronmotors.

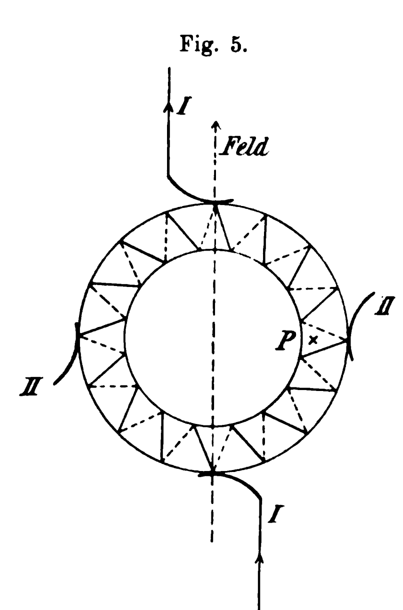
Im Prinzip ist nun, allerdings vorläufig nur bei Synchronismus, gezeigt, dass sich der Statormagnetisierungsstrom dadurch variieren lässt, dass dem Rotor ebenfalls Strom zugeführt wird. Das — vorläufig nur roh angedeutete — Verfahren bezeichnet man als die Kompensierung eines Drehstrommotors, und es stellt dar:

Fig. 1 einen unkompensierten Motor,
Fig. 2 einen unterkompensierten Motor,
Fig. 3 einen kompensierten Motor,
Fig. 4 einen überkompensierten Motor.

2. Lösung der Grundidee.

Durch die Ausführungen des 1. Kapitels ist lediglich gezeigt, dass sich ein synchron laufender Drehstrommotor kompensieren lässt. In praxi läuft aber eine Asynchronmaschine niemals synchron; sie arbeitet mit positiver Schlüpfung als Motor im Untersynchronismus, im Uebersynchronismus als Generator mit negativer Schlüpfung oder Voreilung. Die schwierige Frage ist, eine Lösung dafür zu finden, wie sich eine Asynchronmaschine ausserhalb des Synchronismus vom Rotor aus erregen lässt! — Die beste Lösung, die bis jetzt gefunden wurde, beruht auf nachstehend beschriebener Anordnung.

Fig. 5.



Wird ein zweipoliger Gleichstromanker bei Stillstand von a-phasigem Drehstrom durchflossen, der dem Kollektor durch eine entsprechende Anzahl symmetrisch verteilter Bürsten zugeführt wird, so verhält er sich wie ein identisch gewickelter Phasenanker mit Schleifringen. Es ergibt sich dies aus der Ueberlegung, dass wir uns, ohne an der Stromverteilung im Anker und an den in den Drähten induzierten E.M.K.K. das Geringste zu ändern, die sämtlichen inaktiven — von den Bürsten unberührten — Kollektorlamellen wegdenken, dagegen die aktiven — von den Bürsten bedeckten, stromdurchflossenen — Lamellen zu Schleifringen erweitert vorstellen.

Befindet sich dagegen der erwähnte Kollektoranker, während er von Mehrphasenstrom durchflossen ist, im Synchronismus, so treten folgende Erscheinungen auf.

Angenommen, der in Fig. 5 skizzierte Anker drehe sich in der Richtung des Uhrzeigers mit einer Tourenzahl

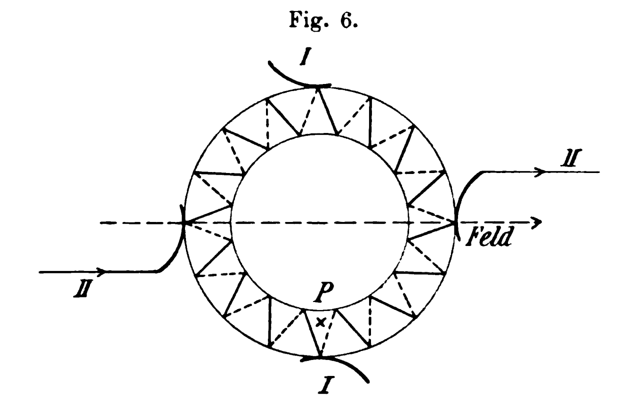
$$n' = 60 \frac{\Pi_1}{p}, \quad \ldots \ldots \ldots \quad (1)$$

wenn mit Π_1 die Polwechselzahl des Drehstromes, mit p die Polzahl des Ankers bezeichnet wird. Der Anker läuft dann synchron mit dem ebenfalls in der Richtung des Uhrzeigers rotierenden Drehfeld. Fig. 5

stellt einen zweipoligen, mit Zweiphasenstrom gespeisten Anker dar, und in dem gezeichneten Moment ist die Phase II stromlos, während die Phase I von unten nach oben von dem maximalen Phasenstrom J_I durchflossen wird. Dieser Strom ruft ein ebenfalls von unten nach oben gerichtetes Feld hervor.

Untersuchen wir die Anordnung eine Viertelperiode später, so ist (Fig. 6) nunmehr Phase I stromlos, Phase II wird dagegen vom maximalen Strom J_{II} in der Richtung von links nach rechts durchflossen, und in gleicher Richtung verlaufen auch die Kraftlinien des vom Strom J_{II} erzeugten Feldes. Während sich die Ströme J_I und J_{II} in der beschriebenen Weise verändert haben, hat sich der Anker um 90° gedreht und in Fig. 6 befindet sich der mit einem × bezeichnete

Fig. 6.



Punkt des Ankers demgemäss unten, während er in Fig. 5 rechts stand. Wenn wir eine beliebige Anzahl von Momenten in dieser Weise untersuchen, so finden wir, dass sich bei der Tourenzahl $n' = \frac{60\, II_1}{p}$ der Anker synchron mit dem Feld dreht, dass infolgedessen zwischen den Ankerdrähten und den Feldkraftlinien keine Relativbewegung, kein Kraftlinienschneiden eintritt. Infolgedessen wird in dem synchron laufenden Anker keine E.M.K. induziert, und zur Hervorrufung der Ankerströme J_I und J_{II} ist nur eine solche Klemmenspannung an den Bürsten aufzuwenden, dass der Ohmsche Spannungsabfall im Anker gedeckt wird. Bezeichnet man mit E die effektive Phasenspannung, mit J_0 den effektiven Phasenstrom, mit w den Widerstand des Ankers pro Phase, so besteht demnach bei Synchronismus die Beziehung

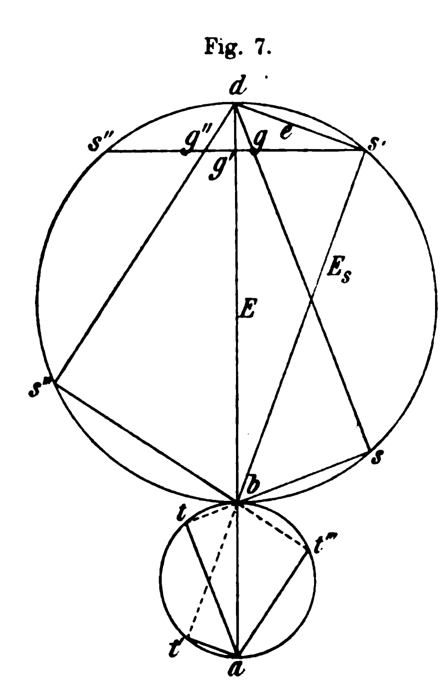
$$J_0 = \frac{E}{w}.$$

Es gilt also das einfache Ohmsche Gesetz, denn der Anker stellt im Synchronismus einen nicht mit Selbstinduktion behafteten Widerstand dar. In Fig. 7 stellt $\overline{b\,d}$ die Klemmenspannung E, $\overline{a\,b}$ den Strom J_0 dar.

Halten wir die Klemmenspannung E konstant, so wird bei stillstehendem Anker der Strom pro Phase ganz bedeutend geringer sein als beim Synchronismus, denn das durch den Strom J hervorgerufene Feld wird nun in den Ankerdrähten eine ganz beträchtliche E.M.K. (der Selbstinduktion) induzieren, da die stillstehenden Ankerdrähte mit Π_1 Polwechseln von dem Drehfeld geschnitten werden. Die Grösse dieser E.M.K. ist

$$E_s = 1{,}11 \,.\, c \,.\, k \,.\, N \,.\, B' \,.\, Q_l \,.\, \Pi_1 \,.\, 10^{-8}, \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Fig. 7.



in welcher Gleichung c und k Koeffizienten, N die Zahl der in Serie geschalteten Drähte pro Phase, B′ die maximale Induktion des Feldes, Q_l den Luftquerschnitt pro Pol bedeutet (D.M. S. 296, Gleichung 165).

Damit ein Feld von der maximalen Induktion B′ erzeugt wird, muss der Anker von

$$X = 0{,}8 \,.\, p \,.\, \delta \,.\, B' \quad . \quad (3)$$

Ampèrewindungen erregt sein. Dies entspricht einem Strom pro Phase von der Grösse (D.M. S. 172)

$$J = \frac{X \,.\, \sqrt{2}}{a \,.\, \psi \,.\, N} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

Ampère. Wenn aber der Anker von einem Phasenstrom J durchflossen wird, tritt ein Spannungsverlust von

$$e = J \,.\, w \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Volt im Anker auf.

Die Klemmenspannung E wird demnach bei Stillstand in zwei Komponenten E_s und e aufgelöst (Fig. 7), und diese beiden müssen aufeinander senkrecht stehen, wie sich aus folgender Ueberlegung er-

gibt. Der Ankerstrom J muss in die Richtung von e fallen, und in gleiche Richtung fällt auch das vom Strom hervorgerufene Feld. Dies Feld induziert aber senkrecht zu seiner eigenen Richtung die E.M.K. E_s. Mit Hilfe der Gleichungen 2 bis 5 können wir daher mit Leichtigkeit den Punkt s des Spannungsdreieckes b d s bestimmen, welches durch die drei Spannungen E, E_s und e gebildet wird.

Aus der bereits gewonnenen Erfahrung, dass die Rotationsgeschwindigkeit des Drehfeldes bei stillstehendem und synchronlaufendem Anker im Raum, d. h. gegenüber dem Stator, dieselbe ist, können wir unschwer die Konsequenz ziehen, dass die Tourenzahl des Drehfeldes unabhängig von der Ankertourenzahl ist, und lediglich von der Polwechselzahl des zugeführten Mehrphasenstromes abhängt.

Durch diese Erkenntnis haben wir sehr viel gewonnen, denn wir können den bekannten Zusammenhang zwischen der Rotortourenzahl und der Polwechselzahl des Rotorstromes, wie er im gewöhnlichen Drehstrommotor besteht, nun ohne weiteres auf den vorliegenden Fall anwenden. Wir erhalten nämlich (D.M. S. 408, Gleichung 256) die prozentuelle Schlüpfung

$$s = \frac{n' - n}{n'} \cdot 100 \quad \ldots \ldots \ldots \quad (6)$$

und die Polwechselzahl des Feldes relativ zum Anker

$$\Pi_2 = \frac{n' - n}{n'} \cdot \Pi_1 . \quad \ldots \ldots \ldots \quad (7)$$

Um die bei einer beliebigen Schlüpfung, bei welcher die Polwechselzahl des Ankers relativ zum Feld Π_2 beträgt, induzierte E.M.K. E_s zu berechnen, haben wir nur in Gleichung 2 an Stelle des Π_1 nun Π_2 einzusetzen, und wir erhalten

$$E_s = 1{,}11 \cdot c \cdot k \cdot N \cdot B' \cdot Q_1 \cdot \Pi_2 \cdot 10^{-8} . \quad \ldots \ldots \quad (8)$$

Durch zweimalige Substitution können wir aus den Gleichungen 3, 4 und 5 die Beziehung aufstellen

$$B' = e \cdot \frac{a \cdot \psi \cdot N}{0{,}8 \cdot \sqrt{2} \cdot w \cdot p \cdot \delta} \quad \ldots \ldots \quad (9)$$

und wenn wir den so erhaltenen Ausdruck für B' in Gleichung 8 substituieren, können wir schreiben

$$\left.\begin{aligned} \Pi_2 &= \frac{E_s}{e} \cdot \frac{0{,}8 \cdot \sqrt{2} \cdot w \cdot p \cdot \delta \cdot 10^8}{1{,}11 \cdot c \cdot k \cdot N^2 \cdot Q_1 \cdot a \cdot \psi} \\ &= \operatorname{tg} \gamma \cdot \text{konst.} \end{aligned}\right\} \quad \ldots \quad (10)$$

Der Winkel χ ist in jedem Belastungsstadium

$$\chi = \sphericalangle\, b\,d\,s$$

und den graphischen Ausdruck des Wertes der Gleichung 10

$$\operatorname{tg} \chi \,.\, \text{konst.}$$

erhalten wir dadurch, dass wir von s′ aus eine Horizontale nach g′ ziehen. In jedem Betriebszustand schneidet die Gerade

$$\overline{d\,s} = E_s$$

auf dieser Horizontalen eine Strecke $\overline{g'g}$ ab, welche zu $\overline{g's'}$ in dem Verhältnis steht:

$$\frac{\overline{g'g}}{\overline{g's'}} = \frac{s}{100} = \frac{\Pi_2}{\Pi_1} \quad \ldots \ldots \quad (11)$$

$\overline{g's'}$ stellt daher in der bekannten Weise den Schlüpfungsmassstab des Diagrammes dar, und der Massstab trägt bei s′ die Bezeichnung 100, bei g′ liegt der Nullpunkt. Verlängern wir den Massstab nach links bis s″ und bezeichnen wir diesen Punkt mit — 100, so können wir sofort die Betriebsstadien in das Gebiet unserer Untersuchungen einschliessen, in welchen der Anker mit negativer Schlüpfung = Voreilung läuft. Ziehen wir eine beliebige Gerade $\overline{d\,s'''}$, so wissen wir nunmehr, dass die E.M.K.

$$E_s = \overline{b\,s'''}$$

und der Spannungsverlust

$$e = \overline{d\,s'''}$$

sein muss, während die Schlüpfung

$$s = -\frac{\overline{g'g''}}{\overline{g's'''}}\, 100$$

beträgt.

Wir haben nun das Spannungsdiagramm für jede beliebige Schlüpfung festgelegt, und auch die Grösse und Richtung des Ankerstromes ist im Diagramm zum Ausdruck gebracht, denn J liegt stets in der Richtung des Vektors des Spannungsverlustes e und ist diesem an Grösse proportional.

Die Fig. 7 zeigt eine unverkennbare Aehnlichkeit mit dem Kreisdiagramm des gewöhnlichen Asynchronmotors und wir können diese Aehnlichkeit noch weiter treiben, wenn wir eine besondere Gerade zur Darstellung des Ankerstromes einzeichnen. Stellt $\overline{a\,b}$ den Ankerstrom bei Synchronismus dar, ist also

$$\overline{a\,b} = J_0,$$

so erhalten wir den Strom bei Stillstand einfach dadurch, dass wir die Linie $\overline{s' b}$ bis zu ihrem Schnittpunkt t' mit einem auf $\overline{a b}$ geschlagenen Kreis verlängern. Der gesuchte Ankerstrom ist nun

$$J = \overline{a t'}.$$

Bei Voreilung erhalten wir beim Spannungsdreieck b s''' c den Ankerstrom

$$J = \overline{a t'''}.$$

Wenn wir uns daran erinnern, dass die Gerade $\overline{b d}$ die Klemmenspannung vorstellt, so können wir sehr leicht den Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und Ankerstrom finden. Der Phasenverschiebungswinkel ist nämlich in den verschiedenen, in Fig. 7 eingezeichneten Stadien

bei Stillstand . . . . . . $\varphi = \sphericalangle\, b a t'$ (φ = positiv)
„ Untersynchronismus . . $\varphi = \sphericalangle\, b a t$ (φ = positiv)
„ Synchronismus . . . . $\varphi = 0$
„ Uebersynchronismus . . $\varphi = \sphericalangle\, b a t'''$ (φ = negativ).

Die Klemmenspannung eilt daher dem Ankerstrom bei positiver Schlüpfung voraus, während bei negativer Schlüpfung der Ankerstrom der Klemmenspannung voreilt. Bei Synchronismus findet keine Phasenverschiebung statt und der Anker konsumiert nur reinen Wattstrom.

Der mit Drehstrom gespeiste Gleichstromanker zeigt daher die sehr bemerkenswerte Eigentümlichkeit, dass er

a) unterhalb der synchronen Tourenzahl eine Selbstinduktion,
b) bei Synchronismus einen reinen Ohmschen Widerstand,
c) im Uebersynchronismus eine Kapazität

darstellt.

Vergleichen wir das Diagramm Fig. 7 mit dem Diagramm eines gewöhnlichen Drehstrommotors, so entspricht $\overline{a b}$ (Fig. 7) dem Magnetisierungsstrom $\overline{u b}$ (Fig. 18) des Drehstrommotors im Synchronismus. Bei positiver Schlüpfung wird der Ankerstrom (Fig. 7) dargestellt durch $\overline{a t}$, und diese Strecke zeigt nach Lage und Grösse grosse Verwandtschaft mit der aus Stator- und Rotorstrom des belasteten Drehstrommotors Resultierenden $\overline{u v}$ (Fig. 18).

Wir sehen demnach, dass wir durch die in diesem Kapitel beschriebene Verwendung eines Gleichstromankers ein Mittel besitzen, um die Erregerampèrewindungen eines Drehstrommotors im Rotor zu erzeugen, dadurch, dass wir durch einen Kollektor einer auf dem Rotor

befindlichen Gleichstromankerwicklung mehrphasigen Strom von konstanter Spannung zuführen.

Bei den Ausführungen der folgenden Kapitel wird sich zeigen, dass im kompensierten Motor die Vorgänge etwas verwickelter sind als bei unserer jetzigen Betrachtung, da die Gleichstromwicklung nicht nur der Spannung des zugeführten Mehrphasenstromes, sondern gleichzeitig der Einwirkung des aus mehreren Komponenten resultierenden Rotorfeldes ausgesetzt ist.

Der von Mehrphasenstrom durchflossene Gleichstromanker ist eine der interessantesten Anordnungen, die die Elektrotechnik hervorgebracht hat. und es ist sehr anregend und lohnend, dies System unter den verschiedensten Gesichtspunkten und Bedingungen zu untersuchen. Diese Idee [1]) wird zweifellos der Ausgangspunkt vieler neuer und überraschender Erfindungen werden (z. B. Heylands kompensierter Synchrongenerator).

3. Ausführungsformen des kompensierten Motors.

Aus dem vorhergehenden Kapitel folgt, dass der kompensierte Motor in seiner einfachsten Form aus einem normalen Mehrphasenstator besteht, und dass der Rotor mit einer Gleichstromwicklung und Kollektor ausgestattet ist, die unter Vermittelung von Bürsten mit dem Netz in Verbindung gebracht ist. Fig. 8 zeigt das Wicklungs- und Schaltungsschema eines derartigen zweiphasigen Motors und in der Figur ist sowohl die Stator- als die Rotorwicklung der Uebersichtlichkeit wegen als einfache Grammsche Ringwicklung gezeichnet.

Damit beim Leerlauf im Synchronismus der Statormagnetisierungsstrom Null ist und dadurch vollständige Kompensation eintritt, muss die Windungszahl und der Widerstand der Rotorwicklung so abgeglichen sein, dass die Klemmenspannung in dem induktionsfreien Rotorwiderstand einen Rotorstrom und damit Rotorampèrewindungen von solcher Grösse hervorruft, dass die Rotorampèrewindungen genau das gewünschte Statorerregerfeld hervorrufen. Die Grösse dieses Erregerfeldes ist dadurch gegeben, dass es in den Statorwindungen die zur Kompensation der Klemmenspannung erforderliche E.M.G.K. E_g in den Statorwindungen induziert. Es ist leicht einzusehen, dass diese Ausführung aus dem Grunde nicht praktisch ist, weil bei hoher

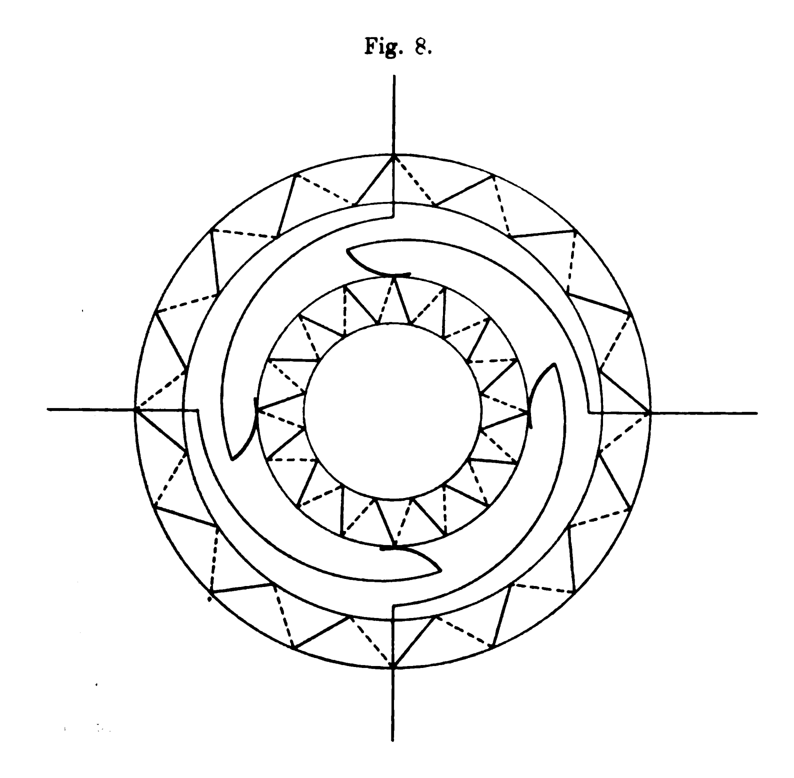
[1]) Siehe Feldmann, Asynchrone Generatoren S. 41.



Klemmenspannung die Drahtzahl des Rotors eine sehr hohe und daher die Wicklung sehr teuer wird.

Diese Schwierigkeit lässt sich umgehen, wenn für den Rotor ein kleiner Transformator eingebaut wird, der die Klemmenspannung des Motors auf eine für die Ausführung der Rotorwicklung bequeme Span-

Fig. 8.



nung herunter transformiert. Fig. 9 zeigt ein derartiges Schaltungsschema.

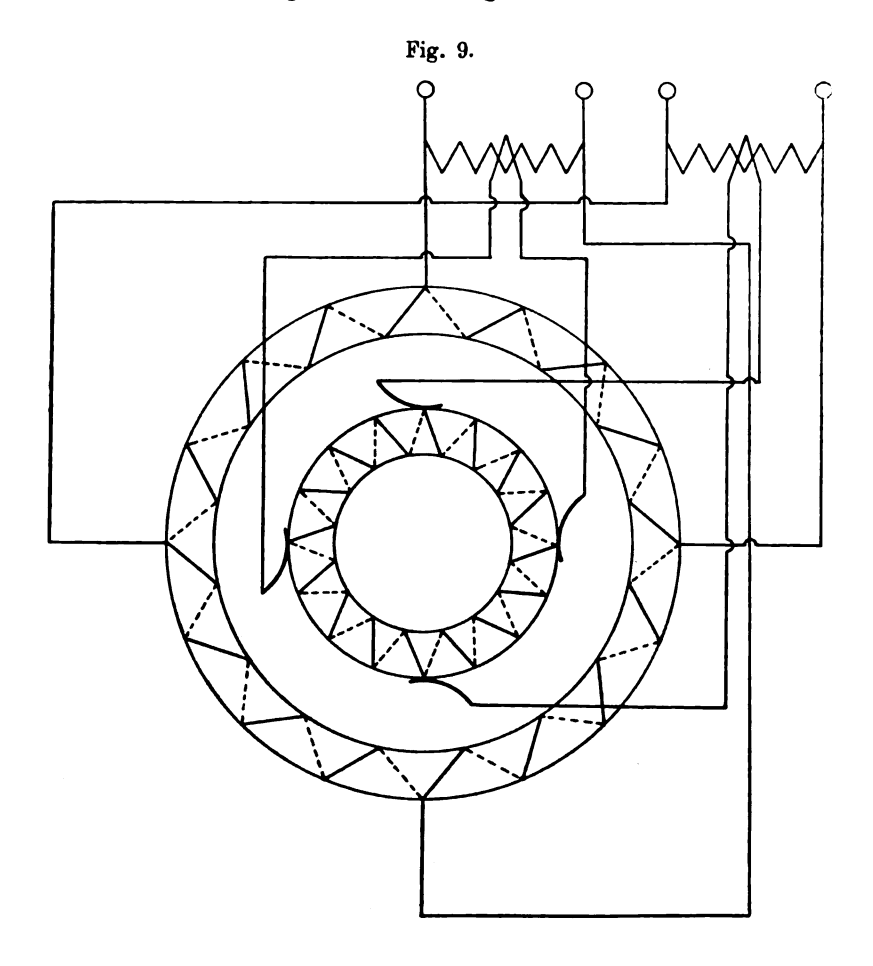
Die in Fig. 9 skizzierte Anordnung lässt sich dadurch vereinfachen, dass die Transformation für den Rotor auf dem Stator vorgenommen wird. Wird nämlich ausser der normalen Statorwicklung, die wir in üblicher Weise als Wicklung 1 des Motors bezeichnen wollen, eine weitere Wicklung — wir nennen diese die Wicklung 3 — angebracht, so stellt Wicklung 3 die sekundäre Wicklung eines Transformators dar, dessen primäre die Wicklung 1 ist (Fig. 10). Bezeichnen wir mit N_1 und N_3 die Drahtzahlen pro Phase dieser Wicklungen, so ist das Uebersetzungsverhältnis dieses Statortransformators $\frac{N_1}{N_3}$, und die

Bürstenspannung des Rotors, die gleich der Phasenspannung der Wicklung 3 ist, beträgt:

$$E_3 = \frac{N_3}{N_1} \cdot E_1 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (12)$$

Eine noch weitere Vereinfachung lässt sich dadurch erzielen, dass an Stelle der Wicklung 3 die Zuleitungen zu den Bürsten einfach an

Fig. 9.

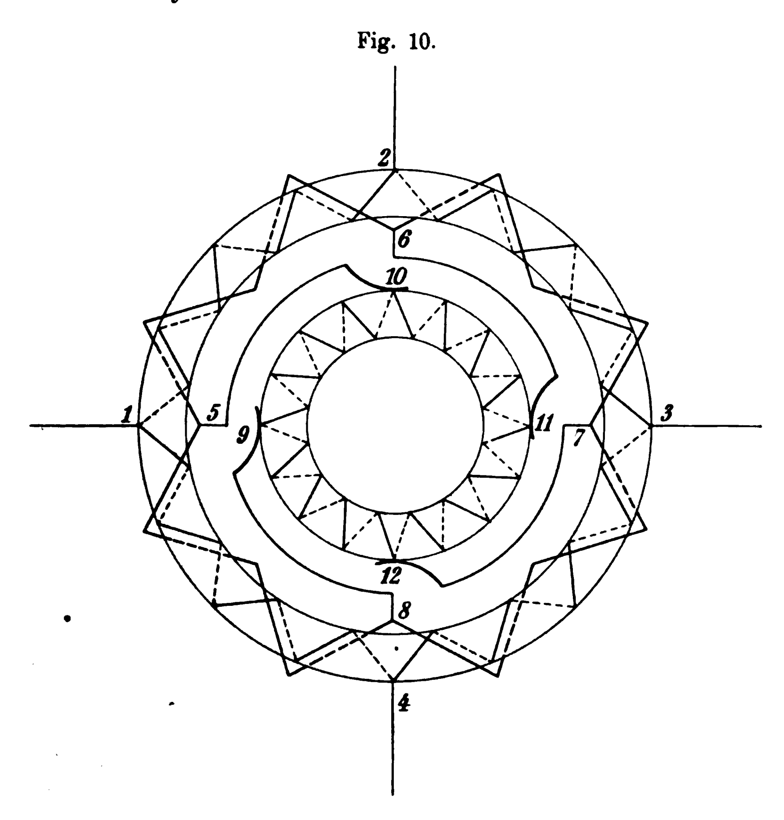


eine geeignete Zahl der Statorwindungen angeschlossen werden. Auch in diesem Falle (Fig. 11) erhalten wir eine Transformation mit dem ungefähren Uebersetzungsverhältnis

$$\frac{\text{Drahtzahl der Wicklung 1}}{\text{Drahtzahl zwischen den Bürstenleitungen}},$$

aber die Verhältnisse werden gegenüber der Anordnung Fig. 10 in demselben Masse komplizierter, wie ein Divisor komplizierteres Verhalten zeigt als ein Transformator. Heyland hat, soviel ich weiss, in seinen Publikationen über diesen Gegenstand immer nur die in Fig. 11 angedeutete Statorschaltung besprochen, und ich glaube nicht fehlzugehen in der Annahme, dass gerade dieser Umstand das Verständnis der Heylandschen Artikel sehr erschwert hat.

Fig. 10.

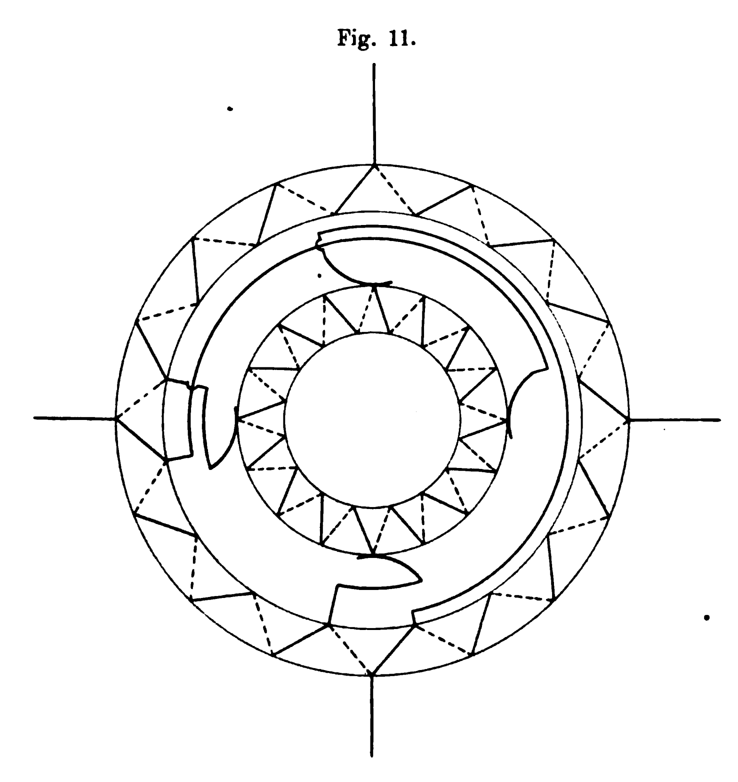


Um unnütze Komplikationen zu vermeiden, ist allen nachstehenden Erörterungen immer das Schaltungsschema Fig. 10 mit selbständiger Statorhilfswicklung — Wicklung 3 — zu Grunde gelegt. Es wird den Lesern dieser Abhandlung nicht schwer fallen, im Bedarfsfalle die Anzahl der Statorwindungen festzustellen, an welchen die Bürstenkabel anzuschliessen sind, wenn die Wicklung 3 vermieden und der Stator als Divisor geschaltet werden soll.

In Bezug auf den Rotor ist zu bemerken, dass er ausser der Gleichstromwicklung, die wir bisher besprochen haben, auch noch eine

Phasen- oder Kurzschlusswicklung, wie sie der gewöhnliche Drehstrommotor besitzt, haben kann, und wir werden an Hand der späteren Diagramme finden, dass diese zweifache Rotorwicklung die günstigste Anordnung darstellt. Da es bei der Theorie des gewöhnlichen Drehstrommotors üblich ist, die Rotorwicklung als sekundäre, als Wicklung 2 des Motors zu bezeichnen, wollen wir diese Bezeichnungsweise auch hier beibehalten. Die Gleichstromwicklung erhält dann den

Fig. 11.

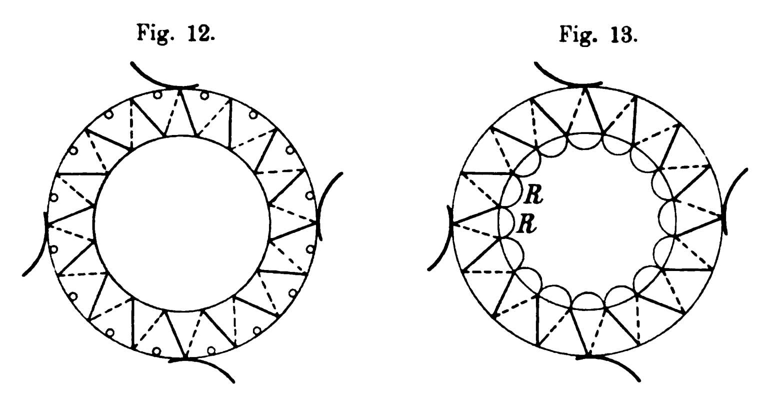


Namen: Wicklung 4. Das Wicklungsschema eines derartigen Rotors zeigt Fig. 12.

Heyland hat schon in seiner ersten diesbezüglichen Veröffentlichung eine Rotorwicklung angegeben, welche ein ähnliches Verhalten zeigt wie zwei getrennte Rotorwicklungen 2 und 4, die aber nur aus einer einzigen Wicklung besteht. Fig. 13 zeigt schematisch diese Anordnung, die einfach darin besteht, dass die Windungen der Gleichstromwicklung durch Widerstände R geschlossen sind. Fliesst dem Rotor durch seine Bürsten Strom zu, so verzweigt sich dieser in die Ankerwicklung und die Widerstände R. Nur der in den Anker-

windungen fliessende Strom trägt zur Magnetisierung des Motors bei, während der durch die Widerstände fliessende in dieser Beziehung verloren geht. Wird in den Rotorwindungen eine E.M.K. induziert und dadurch ein Strom hervorgerufen, so verzweigt sich auch dieser, indem er teilweise durch die Widerstände R, andernteils durch die Bürsten nach der Wicklung 3 fliesst. Wie man aus dieser oberflächlichen Betrachtung sieht, bringt diese Ausführung in theoretischer Hinsicht ganz bedeutende Komplikationen gegenüber der Wicklung nach Schema 12 hervor, und wir werden uns im Interesse der Einfachheit im Nachstehenden zuerst mit der doppelten Rotorwicklung beschäftigen und die nach Schema 13 ausgeführte erst später untersuchen.

Fig. 12. Fig. 13.



Wir haben demnach folgende vier Wicklungen des Motors zu unterscheiden:

1. Wicklung 1 = Statorhauptwicklung, die an das Netz angeschlossen ist, und durch welche allein dem Motor elektrische Energie zugeführt werden kann, oder durch die er beim Betrieb als Generator elektrische Energie abgibt.

2. Wicklung 2 = normale Rotorwicklung, die entweder als Kurzschlusswicklung ausgeführt oder als Phasenwicklung mit Schleifringen in Verbindung gebracht ist.

3. Wicklung 3 = Hilfswicklung auf dem Stator zur Transformation der Klemmenspannung auf eine zur Rotorerregung geeignete Grösse. Diese Wicklung steht unter Vermittelung der Bürsten in Verbindung mit dem Kollektor der

4. Wicklung 4 = Gleichstromankerwicklung auf dem Rotor, durch welche die Erregung des Motors (wenigstens bei Synchronismus) bewirkt wird.

Wenn wir bedenken, dass jede dieser Wicklungen bei Stromdurchgang ein Hauptfeld und ein Streufeld hervorruft, und dass alle vier Windungssysteme in elektrischer und magnetischer Hinsicht zwangsläufig gekuppelt sind, so können wir leicht ermessen, dass die Vorgänge, die sich im kompensierten Motor abspielen, äusserst komplizierter Natur sind.

4. Diagramm des kompensierten streuungsfreien Motors.

Um das Verständnis der Theorie des kompensierten Motors möglichst zu erleichtern, dürfte es zweckmässig sein, zuerst das Verhalten eines streuungsfreien Motors zu untersuchen. Durch die Beseitigung der Streufelder sind wir in der Lage, in Bezug auf das Felddiagramm folgende einfache Annahmen zu machen:

Bei Synchronismus ist nur ein einziges Feld, das konstante Erregerfeld, im Motor vorhanden, $\overline{a\,d}$ (D.M. Fig. 7), und es wird dieses Feld von den Erregeramperewindungen des Motors hervorgebracht. Auch in jedem anderen Betriebszustand ist in Wirklichkeit nur das konstante Erregerfeld $\overline{a\,d}$ vorhanden, aber dies ist die Resultante aus den fiktiven Feldern des Stators und Rotors, die von den Stator- und Rotoramperewindungen dann erzeugt würden, wenn lediglich die Stator- *oder* die Rotoramperewindungen *allein* vorhanden wären. Die wirklich vorhandenen Stator- und Rotoramperewindungen setzen sich ihrerseits zusammen zu den fiktiven resultierenden Magnetisierungsampèrewindungen, die, der Konstanz des Erregerfeldes entsprechend, ebenfalls konstant sein müssen.

Ferner wollen wir die vereinfachende Annahme machen, dass die Statorwicklung 1 widerstandslos ist, denn nur hierdurch ist die bereits erwähnte Annahme berechtigt, dass das Erregerfeld immer konstant bleibt. Dagegen wollen wir den Widerstand der Statorhilfswicklung 3 und den Widerstand der Gleichstromrotorwicklung 4 berücksichtigen; aber wir wollen vorläufig annehmen, dass eine normale Mehrphasenrotorwicklung 2 nicht vorhanden ist. Das Wicklungsschema des Motors entspricht daher genau der Fig. 10.

a) Synchronismus.

Wir wollen zuerst den Motor im Synchronismus untersuchen und zwar in dem Augenblick, in welchem sein (sich in der Richtung des Uhrzeigers drehendes) Erregerfeld $\overline{b\,d}$ senkrecht nach oben gerichtet

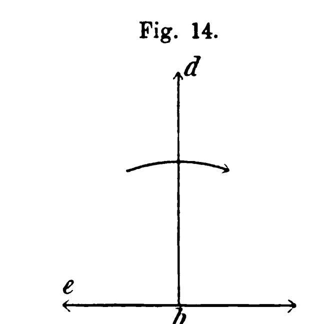
ist (Fig. 14). Wir wollen vorläufig unerörtert lassen, wie dies Erregerfeld hervorgebracht wird, und wollen in erster Linie untersuchen, welche E.M.K.K. im Motor thätig sind.

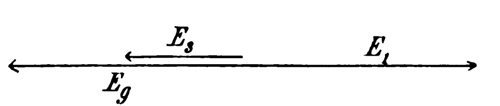
Das Erregerfeld muss eine derartige maximale Induktion besitzen, dass der Gleichung Genüge geleistet wird

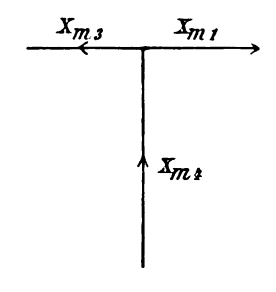
$$E_1 = E_g = 1{,}11 \, . \, c_4 \, . \, k_1 \, . \, N_1 \, . \, B_l' \, . \, Q_l \, . \, II_1 \, . \, 10^{-8}, \quad . \quad . \quad (13)$$

d. h. dass die in den Statorwindungen 1 induzierte E.M.G.K. der Klemmenspannung gleich ist. Wir tragen in das E.M.K.-Diagramm (Fig. 14) nach rechts die Klemmenspannung E_1, nach links die E.M.G.K. E_g auf.

Fig. 14.







Wenn das Feld $\overline{bd}$ in der Wicklung 1 die E.M.K. E_g induziert, muss es notwendigerweise in der ebenfalls auf dem Stator befindlichen Wicklung 3 eine E.M.K. induzieren von der Grösse

$$E_3 = 1{,}11 \, . \, c_4 \, . \, k_3 \, . \, N_3 \, . \, B_l' \, . \, Q_l \, . \, II_1 \, . \, 10^{-8} \quad (14)$$

und wir erhalten durch Division der Gleichungen 13 und 14

$$\frac{E_3}{E_1} = \frac{k_3 \, . \, N_3}{k_1 \, . \, N_1} \quad (15)$$

wobei k_3, k_1 die Spulenkoeffizienten der Wicklungen bedeuten. E_3 haben wir in das E.M.K.-Diagramm Fig. 14 der Richtung nach genau wie E_g nach links aufzutragen.

Ausser den betrachteten E.M.K.K. wird im Motor keine weitere E.M.K. induziert, denn der Rotor dreht sich nach unserer Annahme synchron mit dem Feld, seine Drähte werden daher von Kraftlinien nicht geschnitten.

Um unsere Absicht zu verwirklichen — die Magnetisierung des Motors durch den Rotor zu bewirken —, müssen wir der E.M.K. E_3 Gelegenheit geben, im Rotor einen zur Bürste 12 eintretenden, zur Bürste 10 abfliessenden Strom hervorzubringen. Die im untersuchten

Moment in Wicklung 3 induzierte E.M.K. wirkt in der Richtung der Klemmen 7—5, und wir müssen daher Klemme 7 mit Bürste 12 verbinden. Auf diese Weise kommt ein von Bürste 12 nach Bürste 10 gerichteter Rotorstrom von der Grösse (Fig. 10)

$$J_{m_4} = \frac{E_3}{w_3 + w_4} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (16)$$

zu stande, wenn mit w_3 der Widerstand der Wicklung 3, mit w_4 der Widerstand der Wicklung 4 bezeichnet wird.

Der Strom J_{m_4} ruft im Rotor eine erregende Kraft hervor von (siehe Gleichung 4)

$$X_{m_4} = \frac{a_4 \cdot \psi_4 \cdot N_4 \cdot J_{m_4}}{\sqrt{2}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

Ampèrewindungen, und damit diese dass Erregerfeld von der gewünschten Induktion B'_e erzeugen, muss sein

$$X_{m_4} = 0{,}8 \cdot p \cdot \delta \cdot B_l' \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (18)$$

Die Drahtzahl pro Phase des Rotors muss danach, wie sich durch Gleichsetzen der Gleichungen 17 und 18 ergibt, sein

$$N_4 = \frac{0{,}8 \cdot \sqrt{2} \cdot p \cdot \delta \cdot B_l'}{a_4 \cdot \psi_4 \cdot J_{m_4}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (19)$$

Man sieht schon aus den Gleichungen 14 bis 19, in welch naher Verwandtschaft die Grössen N_3, N_4, $(w_3 + w_4)$, X_{m_4} stehen, aber die Beziehungen, welche diese Grössen verknüpfen, sind noch viel innigere. Tragen wir nämlich im Ampèrewindungsdiagramm Fig. 14 die Rotormagnetisierungswindungen in der Richtung von unten nach oben auf. und verfolgen wir auf dem Wicklungsschema Fig. 10 den Rotorstrom J_{m_4}, so finden wir, dass er von der Bürste 10 zur Wicklung 3 durch die Klemme 5 fliesst. Dieser Strom muss nun in der Wicklung 3 von rechts nach links gerichtete Ampèrewindungen X_{m_3} erzeugen von der Grösse

$$X_{m_3} = \frac{a_3 \cdot \psi_3 \cdot N_3 \cdot J_{m_4}}{\sqrt{2}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (20)$$

und wenn wir bedenken, dass Wicklung 3 und Wicklung 4 unter allen Umständen gleiche Phasenzahl haben müssen, dass demgemäss auch $a_3 = a_4$, $\psi_3 = \psi_4$ sein müssen, so erhalten wir aus den Gleichungen 17 und 20

$$\frac{X_{m_3}}{X_{m_4}} = \frac{N_3}{N_4} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (21)$$

Das Auftreten der nach links gerichteten erregenden Kraft X_{m_3} würde eine Störung des Felddiagrammes hervorrufen, denn naturgemäss rufen diese Amperewindungen ein nach links gerichtetes Feld $\overline{b\,l}$ hervor. Dieses Feld muss kompensiert werden durch einen Statorstrom, der Ampèrewindungen in der Wicklung 1 von solcher Grösse hervorruft, dass diese ein nach rechts gerichtetes Feld von gleicher Grösse wie $\overline{b\,l}$ induzieren. Es muss daher sein

$$X_{m_1} = X_{m_3} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (22)$$

und daraus ergibt sich der Statormagnetisierungsstrom

$$J_{m_1} = \frac{X_{m_3} \cdot \sqrt{2}}{a_1 \cdot \psi_1 \cdot N_1} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (23)$$

Der Statormagnetisierungsstrom durchfliesst die Windung 1 demgemäss in der Richtung der Klemmen 1 bis 3, und wir sehen hieraus, wie auch aus dem Diagramm Fig. 14, dass der Stator reinen Wattstrom als Magnetisierungsstrom führt, denn X_{m_1}, demgemäss auch J_{m_1} fallen genau in die Richtung der Statorklemmenspannung E_1.

Aus dieser Thatsache resultiert eine weitere enge Beziehung der Drahtzahlen N_1, N_3, N_4, der Widerstände $w_3 + w_4$ und der Magnetisierungsampèrewindungen. Da wir nämlich die Statorwicklung als widerstandslos angenommen haben, ferner Eisen- und Reibungsverluste unberücksichtigt liessen, muss der gesamte Wattkonsum des Stators gleich sein dem zur Magnetisierung durch den Rotor benötigten Effekt. Der gesamte Wattkonsum des Stators ist

$$a_1 \cdot E_1 \cdot J_{m_1},$$

der in den Widerständen $w_3 + w_4$ verbrauchte

$$a_3 \cdot E_3 \cdot J_{m_3}.$$

Es ist nun

$$X_{m_1} = X_{m_3},$$

daher

$$a_1 \cdot N_1 \cdot J_{m_1} = a_3 \cdot N_3 \cdot J_{m_3},$$

ferner

$$E_1 \cdot N_3 = E_3 \cdot N_1.$$

Aus der Multiplikation der beiden letzten Gleichungen folgt wirklich die Gleichheit

$$a_1 \cdot E_1 \cdot J_{m_1} = a_3 \cdot E_3 \cdot J_{m_3}. \quad \ldots \ldots \quad (24)$$

Wir wollen nochmals die Vorgänge im synchronlaufenden Motor rekapitulieren:

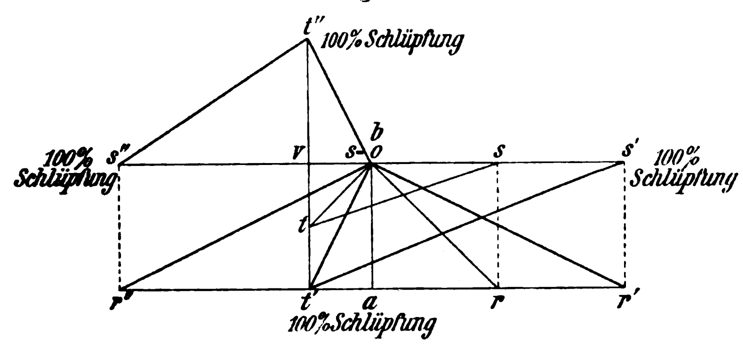
Der Rotor wird in der Richtung der Bürsten 12 bis 10 von dem Magnetisierungsstrom J_{m_4} durchflossen, und seine Ampèrewindungen erzeugen das Erregerfeld $\overline{b\,d}$. Das Zustandekommen des Rotorstromes ist dadurch ermöglicht, dass das Erregerfeld die Drähte der Statorwicklung 3 schneiden, infolgedessen in dieser Wicklung eine E.M.K. induzieren muss. Diese E.M.K. wirkt in der Richtung der Klemmen 7 bis 5, verläuft also im Diagramm in der Richtung nach links, und der durch diese E.M.K. E_3 hervorgerufene Strom wird dadurch künstlich in die Richtung des Erregerfeldes gebracht, dass die Klemme 7 der Wicklung 3 der um 90° versetzten Rotorbürste 12 zugeleitet wird. Die Ampèrewindungen der Wicklungen 3 und 4 stehen daher immer senkrecht aufeinander, beide Wicklungen sind zwangsläufig rechtwinklig elektrisch gekuppelt. Der Rotorerregerstrom J_{m_4} verlässt den Rotor durch die Bürste 10, durchfliesst die Wicklung 3, indem er bei Klemme 5 ein- und bei Klemme 7 austritt. Die Wicklung 4 ist dadurch der Sitz einer nach links gerichteten erregenden Kraft, die aber kein reales, sondern nur ein fiktives, nach links gerichtetes Feld hervorbringen kann. Dieses Feld wird kompensiert durch ein weiteres, nach rechts gerichtetes fiktives Feld, das von den Statorampèrewindungen erzeugt wird. Der Statormagnetisierungsstrom fällt daher mit der Richtung der Klemmenspannung zusammen und ist reiner Wattstrom.

Der Klemmenspannung entgegengesetzt ist die vom Erregerfeld in den Drähten der Wicklung 1 induzierte E.M.G.K. E_g, und in der gleichen Richtung wie E_g wird ebenfalls vom Erregerfeld die E M.K. E_3 in der Wicklung 3 hervorgerufen. E_3 wirkt nach der Klemme 7 gerichtet und wird dem Rotor durch die Bürste 12 zugeführt. Sie wirkt in Bezug auf den Rotor ebenso, wie wenn sie im Rotor in der Richtung des Magnetisierungsstromes J_{m_4} wirksam wäre. Wir werden, wenn wir andere Betriebsstadien untersuchen als den Synchronismus, finden, dass die Drähte der Wicklung 4 ebenfalls der Sitz von induzierten E.M.K.K. sein werden, und es ist, damit die resultierende, in der Wicklung 4 wirkende E.M.K. bestimmt werden kann, vorteilhaft, E_3 in dem Diagramm bei Synchronismus in der Richtung des Magnetisierungsstromes J_{m_4} von unten nach oben wirksam zu denken und demgemäss in das Diagramm einzuzeichnen. Man muss sich nur stets der Thatsache bewusst bleiben, dass E_3 in Wirklichkeit im Stator induziert wird, und dass E_3 infolgedessen bei allen Betriebsmöglichkeiten der konstanten Statorspannung und dem konstanten Erregerfeld entsprechend ebenfalls konstant bleibt.

Im Diagramm Fig. 15, das wir auf alle möglichen Belastungsfälle ausdehnen wollen, bezeichnet $\overline{a\,b}$ nicht nur die Magnetisierungsampèrewindungen X_{m_4} des Rotors, sondern gleichzeitig auch die auf den Rotor übertragene E.M.K. E_3 der Wicklung 3.

$$\overline{b\,v} = \overline{a\,b} \cdot \frac{X_{m_3}}{X_{m_4}} = \overline{a\,b}\,\frac{N_3}{N_4}$$

Fig. 15.



sind die Ampèrewindungen, welche nach Gleichung 21 der Magnetisierungsstrom J_{m_4} in der Wicklung 3 hervorruft.

$$\overline{a\,b} = \overline{b\,v}$$

sind die von links nach rechts gerichteten Ampèrewindungen, hervorgerufen durch den Statorstrom J_{m_1} in den Windungen der Wicklung 1.

b) Positive Schlüpfung (Motor).

Da beim streuungsfreien Motor jedes Feld proportional seinen erzeugenden Ampèrewindungen ist, können wir im Diagramm Fig. 15 die Strecke $\overline{a\,b}$ gleichzeitig als das konstante Erregerfeld, als das einzige im Motor wirklich existierende auffassen.

Um das Verhalten des Motors bei positiver Schlüpfung, also beim Betriebe als Motor zu studieren, gehen wir vom Stillstand aus, in welchem Falle die Schlüpfung + 100 % und die Polwechselzahl des Rotors gegenüber dem Erregerfeld

$$\Pi_2 = \Pi_1$$

ist. Infolgedessen wird in den Drähten der Rotorwicklung 4 eine E.M.K. induziert, deren Grösse sich nach der Gleichung berechnen lässt:

$$E_4' = 1{,}11 \cdot c_4 \cdot k_4 \cdot N_4 \cdot B_l' \cdot Q_l \cdot \Pi_1 \cdot 10^{-8} \quad \ldots \quad (25)$$

Diese E.M.K. ist laut Schema Fig. 10 von Bürste 9 nach Bürste 11 gerichtet, und wir müssen sie im Diagramm Fig. 15 von rechts nach links wirksam eintragen. Die graphische Grösse dieser E.M.K. ergibt sich aus der Proportion

$$\frac{E_3}{E_4'} = \frac{\overline{a\,b}}{\overline{r'\,a}}, \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (26)$$

also

$$\overline{r'\,a} = \overline{a\,b} \, . \, \frac{E_4'}{E_3}.$$

Im Rotor wirken danach zwei E.M.K.K., nämlich die dem Rotor zugeführte (eigentlich in der Wicklung 3 induzierte) E.M.K. E_3 und die im Rotor selbst induzierte E.M.K. E_4'. Diese beiden graphisch durch $\overline{a\,b}$ und $\overline{r'\,a}$ dargestellten E.M.K.K. ergeben der Richtung und Grösse nach die Resultierende

$$E'_{(Res.\,3,\,4)} = \overline{r'\,b}.$$

Wenn nun die im Synchronismus allein vorhandene E.M.K.

$$E_3 = \overline{a\,b}$$

im stande war,

$$X_{m_4} = \overline{a\,b}$$

Ampèrewindungen, oder

$$J_{m_4} = \overline{a\,b}$$

Ampère Rotorstrom in den Widerständen $w_3 + w_4$ der Wicklungen 3 und 4 hervorzurufen, so muss die resultierende E.M.K.

$$E'_{(Res.\,3,\,4)} = \overline{r'\,b}$$

nunmehr

$$X_4' = \overline{r'\,b}$$

Rotorampèrewindungen und

$$J_4' = \overline{r'\,b}$$

Ampère Rotorstrom, der aus den Bürsten nach dem Windungssystem 3 fliesst, hervorbringen, wobei die Proportion besteht

$$\overline{a\,b} : E_3 : X_{m_4} : J_{m_4} = \overline{r'\,b} : E'_{(Res.\,3,\,4)} : X_4' : J_4' \quad . \; . \quad (27)$$

Durch den Umstand, dass der Rotorstrom X_4' über die Bürsten nach der Wicklung 3 fliessen muss, wird bedingt, dass die Wicklung 3 der Sitz einer erregenden Kraft von X_3' Ampèrewindungen wird, und deren numerische und graphische Grösse ergibt sich aus der Proportion

$$\frac{X_3'}{X_4'} = \frac{\overline{b\,t'}}{\overline{r'\,b}} = \frac{\overline{b\,v}}{\overline{a\,b}} = \frac{N_3}{N_4} \quad . \; . \; . \; . \quad (28)$$

und es ist

$$X_3' = \overline{b\,t'}$$

der Richtung und Grösse nach.

Wir haben im Diagramm nur noch die Grösse des Statorstromes der Wicklung 1, also des dem Netze entnommenen Stromes zu bestimmen. Dies ist aber sehr leicht, denn wir brauchen nur den Linienzug der Ampèrewindungen

$$\overline{r'\,b},\quad \overline{b\,t'}$$

durch Ziehen der Linie

$$\overline{t'\,s'}$$

so zu vervollständigen, dass deren gemeinsame Resultierende

$$\overline{r'\,s'}$$

die konstanten Magnetisierungsampèrewindungen ergibt. Die Grösse des Linienstromes ist daher

$$J_1' = \overline{r'\,s'}. \qquad (29)$$

Aus dem Gesagten erfolgt ohne weiteres, dass auch die Richtigkeit des Felddiagrammes gewahrt ist, denn wir können die Linien $\overline{r'\,b}$ $\overline{t'\,s'}$ nicht nur als Ampèrewindungen, sondern auch als Felder auffassen, und wir sehen, dass $\overline{r'\,s'}$, das resultierende Feld aller im Motor vorhandenen fiktiven Felder, in der That dem konstanten Erregerfeld $\overline{a\,b}$ gleich ist.

Ebenso lässt sich unschwer beweisen, dass das Diagramm auch in Bezug auf den Wattverlust richtig ist; wenn

$$\overline{v\,b} = \text{Wattverlust im Synchronismus,}$$

so ist

$$\overline{t'\,r'} = \overline{v\,s'} = \text{Wattverlust bei Stillstand.}$$

Als Wattverlust ist unserer Voraussetzung gemäss nur der Effektverlust in dem durch die Widerstände $w_3 + w_4$ gebildeten Stromkreis aufgefasst.

Wollen wir das Diagramm für einen beliebigen Belastungszustand konstruieren, bei welchem die Schlüpfung s %, mithin die Polwechselzahl der Rotordrähte relativ zum Drehfeld

$$\text{II}_2 = \frac{s}{100} \,.\, \text{II}_1$$

beträgt, so wird die in den Rotordrähten induzierte E.M.K.

$$E_4 = 1{,}11 \,.\, c_f \,.\, k_4 \,.\, N_4 \,.\, B_l' \,.\, Q_l \,.\, \text{II}_2 \,.\, 10^{-8}, \qquad (30)$$

demnach müssen wir im Diagramm diese E.M.K. durch eine Gerade $\overline{a\,r}$ darstellen, deren Länge definiert ist aus der Beziehung

$$\frac{\overline{r\,a}}{\overline{r\,a'}} = \frac{E_4}{E_4'} = \frac{II_2}{II_1} = \frac{s}{100} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (31)$$

Nun wiederholt sich genau die Konstruktion und die Ueberlegung, die wir schon beim Stillstand vorgenommen haben. Es ist nämlich

$$\frac{E_3}{E_4} = \frac{\overline{a\,b}}{\overline{r\,a}}$$

und die resultierende E.M.K. im Rotor

$$E_{(Res.\ 3,\ 4)} = \overline{r\,b}.$$

Es gelten ferner die Gleichungen: die Rotorampèrewindungen

$$X_4 = X_{m_4} \frac{\overline{r\,b}}{\overline{a\,b}}$$

und der Rotorstrom

$$J_4 = J_{m_4} \frac{\overline{r\,b}}{\overline{a\,b}}.$$

Die Rotorampèrewindungen $\overline{r\,b}$ rufen senkrecht dazu in der Statorwicklung 3 eine erregende Kraft von

$$X_3 = X_4 \frac{N_3}{N_4} = \overline{b\,t} = \overline{r\,b}\,\frac{N_3}{N_4}$$

hervor, und die Statorampèrewindungen müssen die Grösse

$$X_1 = \frac{\overline{t\,s}}{\overline{v\,b}} \,.\, X_{m_1},$$

der Statornetzstrom in Wicklung 1 demnach die Grösse

$$J_1 = \frac{\overline{t\,s}}{\overline{v\,b}} \,.\, J_{m_1}$$

besitzen. Der Linienzug r b t s liefert als Resultante

$$\overline{r\,s} = \overline{a\,b},$$

welche Strecke die konstanten Magnetisierungsampèrewindungen und das konstante Motorfeld bedeuten.

Wir erhalten daher für jedes Belastungsstadium das vollständige Diagramm einfach dadurch, dass wir die Strecken

$$\overline{b\,a}, \quad \overline{a\,r'}, \quad \overline{v\,t'}$$

je in 100 Teile teilen. Um bei einer beliebigen Schlüpfung alle wünschenswerten Grössen zu erhalten, haben wir nur die Punkte

r auf der Geraden $\overline{a\,r'}$,
t „ „ „ $\overline{v\,t'}$,
s „ „ „ $\overline{b\,s'}$

durch Linien in der Reihenfolge r, b, t, s zu verbinden. Es ist dann

$$\overline{t\,s} = \text{Statorstrom},$$
$$\overline{r\,b} = \text{Rotorstrom}.$$

c) Negative Schlüpfung (Generator).

Das Verhalten des Motors bei negativer Schlüpfung — Voreilung —, in welchen Stadien die Maschine als Generator arbeitet und mechanische Leistung konsumiert und elektrischen Effekt abgibt, ist nun sehr einfach diagrammatisch darzustellen. Wir brauchen nämlich nur die drei Schlüpfungsmassstäbe, die wir bereits in das Diagramm Fig. 15 eingezeichnet haben, über den Nullpunkt hinaus nach der negativen Seite unter Beibehaltung derselben Teilung zu verlängern, und (die unter b) angegebene Methode wieder anzuwenden.

Es wird daher genügen, für einen einzigen Fall, eine Voreilung von 100 %, die Richtigkeit der Konstruktion zu beweisen.

Bei 100 % negativer Schlüpfung ist

$$II_2 = -II_1$$

und daher behält die durch das Erregerfeld in den Rotorwindungen induzierte E.M.K. E_4'' die gleiche Grösse, wie sie Gleichung 25 ergibt, sie erhält nur das negative Vorzeichen

$$E_4'' = -E_4'.$$

Die physikalische Bedeutung des negativen Vorzeichens liegt darin, dass die Relativbewegung des Drehfeldes gegenüber den Rotordrähten umgekehrt ist, und infolgedessen muss die E.M.K.

$$E'' = \overline{r''\,a}$$

im Diagramm von links nach rechts, also umgekehrt wie

$$E' = \overline{a\,r'}$$

aufgetragen werden. $\overline{r''\,a}$ setzt sich mit $\overline{a\,b}$, der konstanten E.M.K. E_3, zu den Resultierenden zusammen

$$E_{(Res.\ 3,\ 4)} = \overline{r''\,b},$$

welche Strecke gleichzeitig die nunmehr herrschenden Rotorampèrewindungen repräsentiert. In der Wicklung 3 werden demgemäss die senkrecht auf $\overline{r''b}$ stehenden Ampèrewindungen

$$X_3'' = \overline{bt''}$$

induziert, wobei natürlich die stets geltende Proportion bestehen bleibt

$$\frac{\overline{bt''}}{\overline{r''b}} = \frac{N_3}{N_4}.$$

Die Statorampèrewindungen

$$X_1'' = \frac{\overline{t''s''}}{\overline{vb}} \cdot X_{m_1},$$

hervorgerufen durch den Statorstrom

$$J_1'' = \frac{\overline{t''s''}}{\overline{vb}} \cdot J_{m_1},$$

vervollständigen das Diagramm so, dass die Schlusslinie des Linienzuges $r''\,b\,t''\,s''$, nämlich

$$\overline{s''r''} = \overline{ab},$$

wodurch die Richtigkeit des Diagrammes auch für den kompensierten streuungsfreien Generator bewiesen ist.

d) Bemerkungen.

Bei Betrachtung des Diagrammes Fig. 15 fällt sofort auf, dass nur bei Synchronismus der Statorstrom reiner Wattstrom ist, während er bei zunehmender Schlüpfung eine wattlose Komponente $t'v$ bekommt, die bis zur Grösse des Magnetisierungsstromes anschwillt. Der Rotorstrom erzeugt zwar selbst bei stillstehendem Rotor, wenn er die Grösse $\overline{r'b}$ besitzt, eine in der Richtung des Erregerfeldes liegende Komponente $\overline{ab}$ (die andere Komponente ist $\overline{r'a}$), allein die Komponente $\overline{ab}$ wird aufgehoben durch die erregende Kraft der Wicklung 3 $\overline{bt'}$, die sich in die zwei Komponenten $\overline{ba}$ und $\overline{at'}$ zerlegen lässt.

Es lässt sich daher nicht einmal beim streuungsfreien Motor die Kompensierung durch die Beifügung eines konstanten, in der Richtung des Magnetisierungsstromes liegenden Vektors berücksichtigen, geschweige denn beim streuenden Motor.

Zerlegt man beim Betrieb als Generator bei 100 % Voreilung den Statorstrom $\overline{t''s''}$ in seine Komponenten $\overline{t''v}$ und $\overline{vs''}$, so findet

man, dass die wattlose Komponente $\overline{t''v}$ gleich ist der wattlosen Komponente bei 100 % Schlüpfung, $\overline{t'v}$ aber sogar entgegengesetztes Vorzeichen, also entgegengesetzte Richtung besitzt.

5. Diagramm des unterkompensierten streuungsfreien Motors.

Um die Unterschiede zwischen exakt kompensiertem, unter- und überkompensiertem Motor verhältnismässig einfach demonstrieren zu können, sollen die beiden letztgenannten noch unter Annahme streuungsfreier Motoren in Kürze behandelt werden.

Fig. 16.

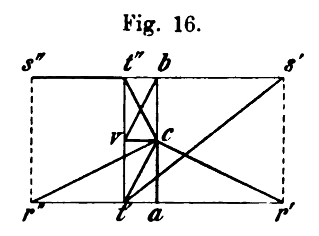


Fig. 16 zeigt das Diagramm desselben Motors, auf welchen sich das Diagramm Fig. 15 bezieht, unter der Annahme, dass die Drahtzahlen N_3 und N_4 nur halb so gross sind, wie bei dem im vorigen Kapitel untersuchten Motor. Ebenso sollen die Widerstände $w_3 + w_4$ halb so gross sein, wie im 4. Kapitel. Da N_3 nur mehr halb so gross ist, ist die in N_3 induzierte E.M.K. E_3 auch nur mehr halb so gross, und daher ist der von E_3 im Synchronismus hervorgerufene Magnetisierungsstrom

$$J_{m_4} = \frac{E_3}{w_3 + w_4}$$

derselbe wie in Kapitel 4. Infolge der Reduktion der Windungszahl der Wicklung 4 ist aber die von J_{m_4} im Rotor hervorgerufene erregende Kraft X_{m_4} auch nur mehr die Hälfte wie früher. Wir müssen daher Fig. 16

$$\overline{a\,c} = X_{m_4}$$

nur halb so gross auftragen, wie $\overline{a\,b}$ in Fig. 15.

Die Rotoramperewindungen $\overline{a\,c} = X_{m_4}$ rufen in der Wicklung 3 eine nach links gerichtete erregende Kraft von $\overline{c\,v}$ Amperewindungen hervor, deren Grösse der Proportion Genüge leisten muss:

$$\frac{\overline{c\,v}}{\overline{a\,c}} = \frac{X_{m_3}}{X_{m_4}} = \frac{N_3}{N_4}.$$

Der Erregerstrom des Rotors ruft nur ein Erregerfeld von der Grösse $\overline{a\,c}$ hervor, während das konstante Erregerfeld des Motors $\overline{a\,b}$ sein muss. Den noch fehlenden Teil $\overline{c\,b}$ muss der Stator liefern, und ausserdem hat der Stator noch die Amperewindungen $\overline{c\,v}$ der Wicklung 3 zu kompensieren. Der Statormagnetisierungsstrom muss daher

solche Grösse haben, dass die Magnetisierungsampèrewindungen X_{m_1} des Stators der Grösse und Richtung nach $\overline{vb}$ gleich sind.

$$X_{m_1} = \overline{vb}.$$

Die Resultante des Linienzuges a c v b ist $\overline{ab}$ = die zur Erregung des konstanten Drehfeldes nötigen Ampèrewindungen.

Mit zunehmender Belastung gleitet der Punkt r ($\overline{rc} = X_4$) auf dem Schlüpfungsmassstab $\overline{ar'}$ nach rechts, und im gleichen Masse bewegt sich der Punkt t ($\overline{ct} = X_3$) auf dem Schlüpfungsmassstab $\overline{vt'}$ nach unten. Die jeweiligen Statorampèrewindungen werden erhalten, wenn vom Massstab $\overline{vt'}$ und vom Schlüpfungsmassstab $\overline{bs'}$ Punkte gleicher Schlüpfung durch

$$\overline{ts} = X_{m_1}$$

verbunden werden. Die in Fig. 16 eingezeichneten Geraden entsprechen dem Stillstand des Motors und es bedeutet

$$\overline{t's'} = \text{Statorstrom},$$
$$\overline{r'c} = \text{Rotorstrom}.$$

Um das Verhalten der Maschine als Generator diagrammatisch darzustellen, brauchen nur die Schlüpfungsmassstäbe über den Nullpunkt hinaus nach der negativen Seite verlängert zu werden. Die Methode zur Auffindung der gesuchten Ströme ist die gleiche wie bei positiver Schlüpfung. In Fig. 16 ist der Zustand bei 100% Voreilung eingetragen und es ist

$$\overline{r''c} = \text{Rotorstrom},$$
$$\overline{t''s''} = \text{Statorstrom}.$$

6. Diagramm des überkompensierten streuungsfreien Motors.

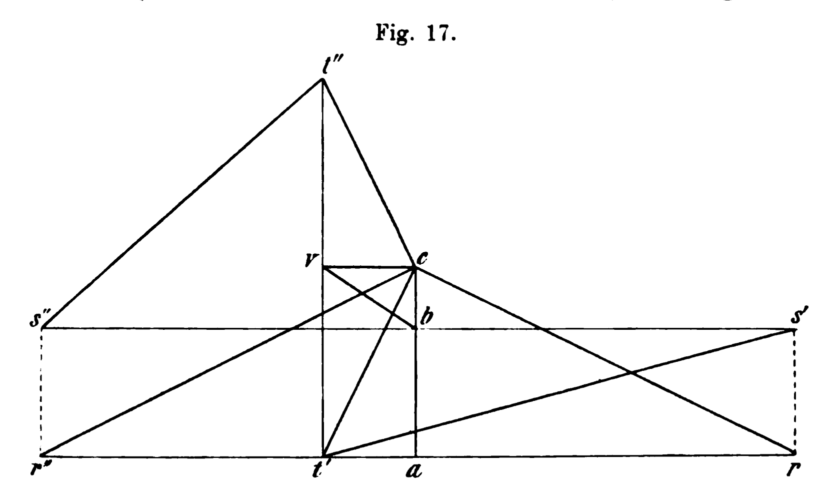
Wenn wir wieder von dem Motor ausgehen, dessen Diagramm Fig. 15 darstellt, und nun die Windungszahlen und Widerstände der Wicklungen 3 und 4 erhöhen, beispielsweise auf das 1,5fache, so erhalten wir als nunmehriges Diagramm des Motors Fig. 17. Die Spannung E_3 ist 1,5mal so gross wie im 4. Kapitel, J_{m_4} ist ungeändert, dagegen X_{m_4} und X_{m_3} auf das $1\frac{1}{2}$fache gewachsen. Natürlich ist wieder

$$\frac{\overline{cv}}{\overline{ac}} = \frac{X_{m_3}}{X_{m_4}} = \frac{N_3}{N_4}.$$

Die Ampèrewindungen X_{m_4} des Rotors würden ein Erregerfeld von der Grösse $\overline{ac}$ hervorrufen, und um dies auf die richtige Grösse $\overline{ab}$

zu reduzieren und gleichzeitig die nach links gerichteten Ampèrewindungen $\overline{c\,v}$ der Wicklung 3 zu kompensieren, muss der Statorstrom der Richtung und Grösse nach $\overline{v\,b}$ Ampèrewindungen erzeugen.

Fig. 17.



Um das Verhalten der Maschine in allen Belastungsstadien festzulegen, ziehen wir die positiven Schlüpfungsmassstäbe

$$\overline{a\,r'},\quad \overline{v\,t'},\quad \overline{b\,s'}$$

und die negativen

$$\overline{a\,r''},\quad \overline{v\,t''},\quad \overline{b\,s''}.$$

Bei Stillstand ist

$$\overline{t'\,s'} = \text{Statorstrom},$$
$$\overline{r'\,c} = \text{Rotorstrom}$$

und bei 100 % Voreilung

$$\overline{t''\,s''} = \text{Statorstrom},$$
$$\overline{r''\,c} = \text{Rotorstrom}.$$

7. Der unkompensierte widerstandslose Motor mit Streuung.

Das Diagramm dieses Motors ist mit erschöpfender Ausführlichkeit im D.M. (S. 60 bis 74) abgeleitet, und es dürfte daher genügen, hier nur nachstehende Resultate anzuführen.

Im Diagramm Fig. 18 ist, wenn mit

τ_1 = Streuungskoeffizient des Stators,
τ_2 = Streuungskoeffizient des Rotors,
τ = Streuungskoeffizient des Motors,

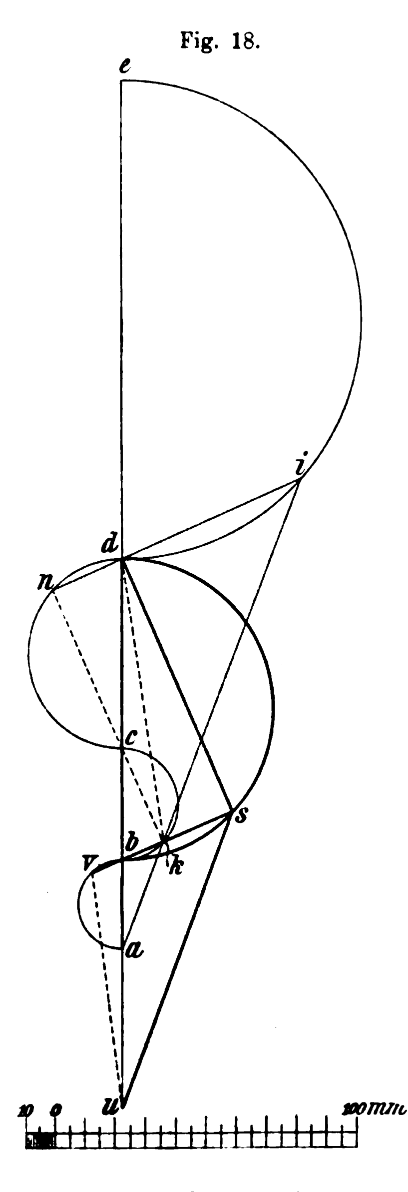


Fig. 18.

wobei

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 . \tau_2$$

bezeichnet wird:

$$\left.\begin{aligned}
\overline{ab} &= \tau_1 . \overline{bd} \\
\overline{bc} &= \frac{\tau_1}{\tau} \overline{bd} \\
\overline{cd} &= \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau}\right) \overline{bd} \\
\overline{de} &= \frac{1 + \tau_1}{\tau} . \overline{bd} \\
\overline{ad} &= (1 + \tau_1) \overline{bd} \\
\overline{ub} &= \tau . \overline{bd} \\
\tau &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 . \tau_2
\end{aligned}\right\} \quad . \qquad (32)$$

Die einzelnen Strecken des Diagrammes haben die in nebenstehender Tabelle (S. 31) angegebene physikalische Bedeutung.

Wir werden im folgenden sehen, dass alle die Punkte u, a, b, c, d, e der Diagrammbasis $\overline{ue}$ auch beim kompensierten Motor eine ausgezeichnete Stellung einnehmen. Das Diagramm Fig. 18 und die folgenden sind unter der Annahme konstruiert, dass

$$\tau_1 = 0{,}3,$$
$$\tau_2 = 0{,}4.$$

8. Der kompensierte widerstandslose Motor mit Streuung.

Dadurch, dass wir die sämtlichen Wicklungen des Motors vorläufig als widerstandslos annehmen, haben wir insoferne eine Vereinfachung erzielt, dass nun eine unendliche kleine E.M.K. E_3 genügt, um im Rotor den Magnetisierungsstrom hervorzurufen. Es wird demnach die Drahtzahl der Wicklung 3 eine unendlich kleine, und dadurch erzielen wir den Vorteil, dass der Magnetisierungsstrom J_{m_4} in der Wicklung 3 keine erregende Kraft hervorruft, die wir in den Fig. 15,

Tabelle zu Fig. 18.

Physikalische Bedeutung	Leerlauf	Belastung	Grenzwert
1. Felddiagramm:			
Statorluftfeld	b d	k i	c e
Statorstreufeld	a b	a k	a c
Totales Statorfeld	a d	a i	a e
Rotorluftfeld	0	i d	e d
Rotorstreufeld	0	d n	d c
Totales Rotorfeld	0	i n	e c
Gemeinsames Hauptfeld	b d	k d	c d
Resultierendes Rotorfeld	b d	s d	0
2. Strom- (A.W.-)Diagramm:			
Magnetisierungsstrom des konstanten Erregerfeldes	u b	u b	u b
Statorstrom	u b	u s	u d
Rotorstrom	0	s v	d a
Resultierender Magnetisierungsstrom	u b	u v	u a

16 und 17 durch die Einführung des Vektors $\overline{bv}$ resp. $\overline{cv}$ berücksichtigen mussten. Dieser Vektor kommt also vorläufig in Fortfall.

Um das Felddiagramm des kompensierten Motors zu finden, tragen wir in erster Linie die im vorhergehenden Kapitel erwähnte Diagrammbasis u e auf. Wählen wir die Grösse der Strecke

$$\overline{bd} = 100 \text{ mm},$$

so erhalten wir nach Gleichung 32 sofort die Grösse der Strecken:

$$\overline{ab} = \tau_1 . \overline{bd} = 0{,}3 . 100 = 30,$$

$$\overline{bc} = \frac{\tau_1}{\tau} . \overline{bd} = \frac{0{,}3}{0{,}82} . 100 = 36{,}6,$$

$$\overline{cd} = \overline{bd} - \overline{bc} = \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau}\right)\overline{bd} = 100 - 36{,}6 = 63{,}4,$$

$$\overline{de} = \frac{1 + \tau_1}{\tau} . \overline{bd} = \frac{1{,}3}{0{,}82} . 100 = 158{,}5,$$

$$\overline{ad} = (1 + \tau_1) . \overline{bd} = 1{,}3 . 100 = 130,$$

$$\overline{ub} = \tau . \overline{bd} = 0{,}82 . 100 = 82,$$

wobei angenommen ist, dass

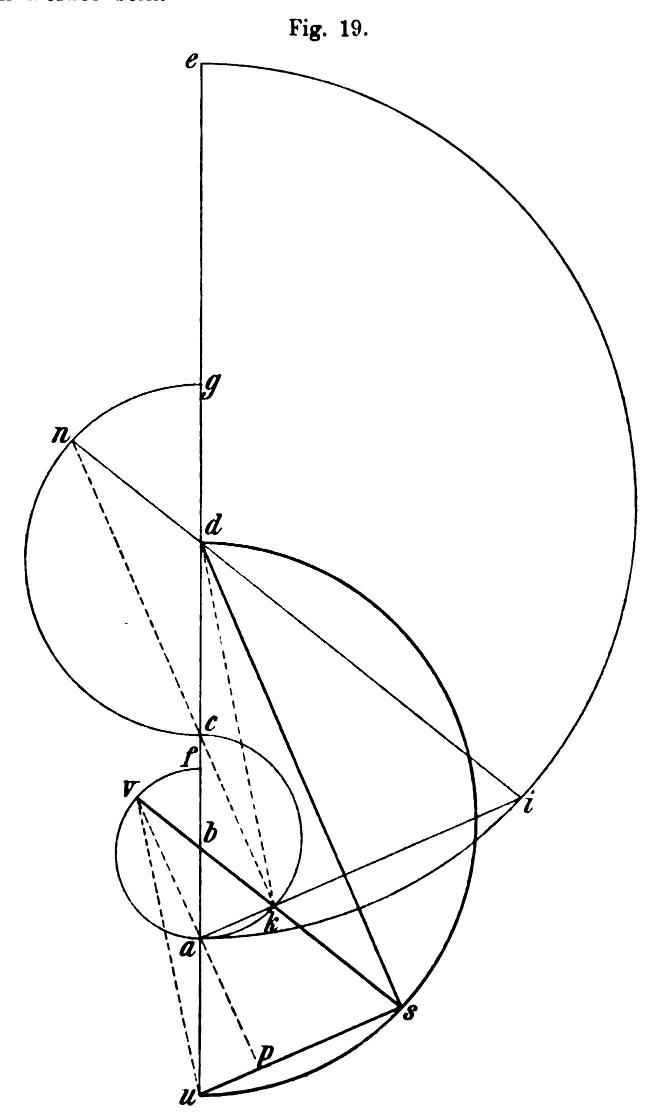
$$\tau_1 = 0{,}3,$$

$$\tau_2 = 0{,}4,$$

$$\tau = 0{,}3 + 0{,}4 + 0{,}3 . 0{,}4 = 0{,}82.$$

$\overline{a\,d}$ ist das konstante Statorerregerfeld, und $\overline{a\,d}$ muss daher in allen möglichen Betriebsstadien die einzige Resultante aller im Motor auftretenden Felder sein.

Fig. 19.



Wenn bei Synchronismus vom Rotor aus ein Statorfeld = Luftfeld $\overline{a\,d}$ hervorgebracht werden soll, muss im Rotor ein um die Rotorstreuung grösseres Feld vorhanden sein. Das Rotorstreufeld muss

daher $\tau_2 \,.\, \overline{a\,d}$ sein, und diese Grösse tragen wir in das Diagramm so ein, dass

$$\overline{d\,g} = \tau_2 \,.\, \overline{a\,d}. \qquad (33)$$

Wenn die Erregung des Statorfeldes $\overline{a\,d}$ wie beim normalen Motor vom Stator aus stattgefunden hätte, so würde das von den Statoramperewindungen zu erzeugende

$$\text{Statorluftfeld} = \overline{b\,d}$$

gewesen sein, und die hierzu nötigen Ampèrewindungen würden wir im Diagramm durch die Statorerregerampèrewindungen

$$X_{m_1} = \overline{u\,b}$$

dargestellt haben. Da nun die Erregung vom Rotor aus erfolgt und infolgedessen ein Luftfeld von der Grösse $\overline{a\,d}$ erzeugt werden muss, müssen die im gleichen A.W.-Massstab eingetragenen Rotor-A.W. die Grösse $\tau_1 \,.\, \overline{u\,b}$ besitzen. Wir tragen die Strecke

$$\overline{b\,f} = \tau_1 \,.\, \overline{u\,b} \qquad (34)$$

in das Diagramm ein und wissen nun, dass die Rotorerregerampèrewindungen

$$X_{m_4} = \overline{u\,f} \qquad (35)$$

sein müssen.

Wir verbinden nun auf der rechten Seite der Diagrammbasis u e die Punkte

$$u - d, \quad a - c, \quad a - i$$

und auf der linken Seite die Punkte

$$a - f, \quad c - g$$

durch je einen Halbkreis. Dann ist bei einer beliebigen Belastung

das gesamte Statorfeld $= \overline{a\,i} = (1 + \tau_1) \,.\, \overline{k\,i}$,
das Statorluftfeld $= \overline{k\,i}$,
das Statorstreufeld $= \overline{a\,k} = \tau_1 \,.\, \overline{k\,i}$,
das gesamte Rotorfeld $= \overline{i\,n} = (1 + \tau_2) \,.\, \overline{i\,d}$,
das Rotorluftfeld $= \overline{i\,d}$,
das Rotorstreufeld $= \overline{d\,n} = \tau_2 \,.\, \overline{i\,d}$.

Das gesamte Statorfeld $\overline{a\,i}$ gibt mit dem Rotorluftfeld $\overline{i\,d}$ zusammengesetzt als Resultante das konstante

$$\text{resultierende Statorfeld} = \overline{a\,d}.$$

Das gesamte Rotorfeld $\overline{\text{i n}}$ und das Statorluftfeld $\overline{\text{k i}}$ liefern das

resultierende Rotorfeld $= \overline{\text{k n}} = \overline{\text{s d}}$.

Endlich ergeben die Luftfelder $\overline{\text{k i}}$ des Stators und $\overline{\text{i d}}$ des Rotors das

gemeinsame Luftfeld $= \overline{\text{k d}}$.

Ferner sind

die Stator-A.W. $= \overline{\text{u s}}$

und sie liegen in der Richtung des Statorfeldes $\overline{\text{a i}}$,

die Rotor-A.W. $= \overline{\text{s v}}$

und diese liegen in der Richtung des Rotorfeldes $\overline{\text{i n}}$,

die resultierenden Luft-A.W. $= \overline{\text{u v}}$,

die in Richtung des gemeinsamen Hauptfeldes = resultierenden Luftfeldes des Motors $= \overline{\text{k d}}$ liegen.

Die Richtigkeit der Konstruktion ergibt sich aus folgender Ueberlegung: Im Synchronismus sind die Ampèrewindungen $\overline{\text{u f}}$ die einzigen im Motor vorhandenen. Sie werden hervorgerufen durch die auf den Rotor wirkende E.M.K. E_3. Diese E.M.K. müssen wir im Diagramm darstellen durch die Strecke

$$\overline{\text{u b}} \cong E_3 \quad \ldots \ldots \ldots \quad (36)$$

und E_3 wird im Wicklungssystem 3 durch das Statorfeld $\overline{\text{a d}}$ induziert, bleibt also in allen Betriebszuständen konstant. Bei Belastung werden die Rotorwindungen selbst der Sitz einer E.M.K., die durch das resultierende Rotorfeld $\overline{\text{s d}}$ in der Wicklung 4 induziert wird. Diese E.M.K. E_4 ist im Diagramm repräsentiert durch die Gerade

$$\overline{\text{s u}} = E_4. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (37)$$

E_3 und E_4 liefert als Resultante

$$\overline{\text{s b}} = \text{Res.}_{(\text{s u b})} = \text{Res.}_{(E_3,\, E_4)} \quad \ldots \ldots \quad (38)$$

und es muss natürlich sein

$$\frac{E_3}{X_{m_4}} = \frac{\overline{\text{u b}}}{\overline{\text{u f}}} = \frac{\overline{\text{s b}}}{\overline{\text{s v}}} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (39)$$

Mit zunehmender Schlüpfung nähert sich

Punkt s dem Punkt d,
" k " " c,
" i " " d,
" v " " a,
" n " " c

immer mehr, um im Grenzzustand mit diesen zusammenzufallen.

Alle möglichen Betriebszustände des Motors lassen sich daher in nachstehende Tabelle zusammenfassen. Das Verhalten der Maschine als Generator ist selbstverständlich, es ergibt sich daraus, dass die Halbkreise zu Vollkreisen ergänzt werden.

Physikalische Bedeutung	Leerlauf	Belastung	Grenzwert
1. Felddiagramm:			
Resultierendes Statorfeld	a d	a d	a d
Statorluftfeld	0	k i	c e
Statorstreufeld	0	a k	a c
Totales Statorfeld	0	a i	a e
Rotorluftfeld	a d	i d	e d
Rotorstreufeld	d g	d n	d c
Totales Rotorfeld	a g	i n	e c
Resultierendes Rotorfeld	u d	s d	0
Gemeinsames Hauptfeld	a d	k d	c d
2. Stromdiagramm:			
Statorstrom	0	u s	u d
Rotorstrom	u f	s v	d a
Resultierender Magnetisierungsstrom	u f	u v	u a
3. E.M.K.K.-Diagramm:			
In Wicklung 3 induzierte E.M.K.	u b	u b	u b
In der Rotorwicklung 4 induzierte E.M.K.	0	s u	d u
Resultierende E.M.K. des Rotors	u b	s b	d b

9. Der unterkompensierte widerstandslose Motor mit Streuung.

Wir beginnen die Konstruktion des Felddiagrammes dieses Motors wieder damit, dass wir auf der Diagrammbasis u e die Punkte u, a, b, c, d, e auftragen. Das konstante Statorfeld des Motors ist $\overline{a\,d}$, und bei Unterkompensation wird im Synchronismus nur ein Teil $\overline{l\,d}$ von den Rotorampèrewindungen hervorgerufen, während den restlichen Teil $\overline{a\,l}$ die Ampèrewindungen des Statormagnetisierungsstromes aufbringen müssen. Es ist das Kompensationsverhältnis des Motors

$$K = \frac{\overline{l\,d}}{\overline{a\,d}} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (40)$$

und in Fig. 20 zu 0,5 angenommen. Ferner ist

$$\overline{a\,l} = \overline{a\,d} - \overline{l\,d}. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (41)$$

Die Statoramperewindungen $\overline{u\,b}$ würden ein Statorluftfeld $\overline{b\,d}$ und ein Statortotalfeld $\overline{a\,d} = (1 + \tau_1)\,\overline{b\,d}$ erzeugen. Das Statortotalfeld, das bei Unterkompensation von den Statoramperewindungen erzeugt werden muss, hat aber jetzt nur mehr die Grösse $\overline{a\,l}$ und demnach ist das von den Statoramperewindungen erzeugte Statorluftfeld

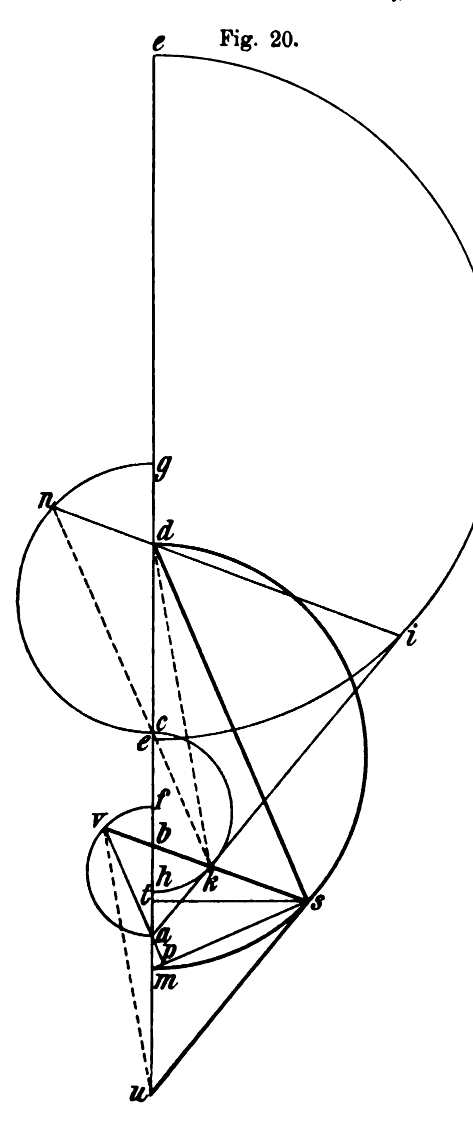


Fig. 20.

$$\overline{h\,l} = \frac{\overline{a\,l}}{1 + \tau_1}, \quad . \quad (42)$$

also

$$\overline{a\,h} = \tau_1 \,.\, \overline{h\,l}. \quad . \quad (43)$$

Wenn $\overline{u\,b}$ im stande ist, ein Statorluftfeld $\overline{b\,d}$ zu erzeugen, so sind zur Erregung eines Statorluftfeldes $\overline{h\,l}$ nur $\overline{u\,m}$ Amperewindungen erforderlich, und es besteht die Proportion

$$\frac{\overline{u\,m}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{h\,l}}{\overline{b\,d}} = \frac{\overline{a\,l}}{\overline{a\,d}} \quad (44)$$

Zur Erzeugung des vom Rotor herrührenden Luftfeldes $\overline{l\,d}$ sind $\overline{a\,f}$ Amperewindungen des Rotors erforderlich und es verhält sich

$$\frac{\overline{a\,f}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{l\,d}}{\overline{b\,d}} \quad . \quad (45)$$

und es ist demnach

$$\overline{b\,f} = \tau_1 \,.\, \overline{m\,b}. \quad . \quad (46)$$

Wenn die Amperewindungen $\overline{m\,f}$ ein Rotorluftfeld von der Grösse $\overline{l\,d}$ erzeugen, so rufen sie im Rotor gleichzeitig ein Rotorstreufeld hervor von der Grösse

$$\overline{d\,g} = \tau_2 \,.\, \overline{l\,d} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (47)$$

und das gesamte vom Rotor induzierte Feld ist demnach

$$\overline{l\,g} = (1 + \tau_2)\,\overline{l\,d}. \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (48)$$

Um das Diagramm auf alle Belastungsmöglichkeiten anwenden zu können, ziehen wir auf der rechten Seite der Diagrammbasis die Halbkreise

md, hc, le

und auf der linken Seite

af, cg.

Wir erhalten dann bei Belastung

das gesamte Statorfeld $= \overline{ai} = (1 + \tau_1) \cdot \overline{ki}$,
das Statorluftfeld $= \overline{ki}$,
das Statorstreufeld $= \overline{ak}$,
das gesamte Rotorfeld $= \overline{in} = (1 + \tau_2) \overline{id}$,
das Rotorluftfeld $= \overline{id}$,
das Rotorstreufeld $= \overline{dn} = \tau_2 \cdot \overline{id}$.

Das gesamte Statorfeld $\overline{ai}$ gibt mit dem Rotorluftfeld $\overline{id}$ zusammengesetzt das konstante

resultierende Statorfeld $= \overline{ad}$.

Das gesamte Rotorfeld $\overline{in}$ und das Statorluftfeld $\overline{ki}$ liefern das

resultierende Rotorfeld $= \overline{kn} = \overline{sd}$.

Endlich ergeben die Luftfelder $\overline{ki}$ des Stators und $\overline{id}$ des Rotors das

gemeinsame Hauptfeld $= \overline{kd}$.

Ferner sind

die Stator-A.W. $= \overline{us}$,
die Rotor-A.W. $= \overline{sv}$,
die resultierenden A.W. $= \overline{uv}$,

und sie liegen in der Richtung der von ihnen erzeugten Felder $\overline{ki}$, $\overline{id}$, $\overline{kd}$.

In Richtung der Rotorampèrewindungen $\overline{sv}$ wirkt die

resultierende E.M.K. des Rotors $= \overline{sb}$ . . . (49)

und die Komponenten von $\overline{sb}$ sind: die konstante E.M.K., die in Wicklung 3 induziert wird,

$$E_3 = \overline{mb} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (50)$$

und die E.M.K., die vom Rotorfeld $\overline{sd}$ durch die Schlüpfung in der Rotorwicklung induziert wird,

$$E_4 = \overline{sm}. \quad \ldots\ldots\ldots \quad (51)$$

$\overline{sm}$ muss daher immer senkrecht auf dem resultierenden Rotorfeld $\overline{sd}$ stehen.

Es ist demnach die Richtigkeit des Diagrammes bewiesen. Zur besseren Uebersicht sind die in Fig. 20 eingezeichneten Belastungsstadien in eine Tabelle zusammengestellt.

Physikalische Bedeutung	Synchronismus	Belastung	Grenzwert
1. Felddiagramm:			
Resultierendes Statorfeld	a d	a d	a d
Statorluftfeld	h l	k i	c e
Statorstreufeld	a h	a k	a c
Totales Statorfeld	a l	a i	a e
Rotorluftfeld	l d	i d	e d
Rotorstreufeld	d g	d n	d c
Totales Rotorfeld	l g	i n	e c
Resultierendes Rotorfeld	m d	s d	0
Gemeinsames Hauptfeld	h d	k d	c d
2. Stromdiagramm:			
Statorstrom	u m	u s	u d
Rotorstrom	m f	s v	d a
Resultierender Magnetisierungsstrom	u f	u v	u a
3. E.M.K.-Diagramm:			
In Wicklung 3 induzierte E.M.K.	m b	m b	m b
In Rotorwicklung 4 induzierte E.M.K.	0	s m	d m
Resultierende E.M.K. des Rotors	m b	s b	d b

10. Der überkompensierte widerstandslose Motor mit Streuung.

Während bei Unterkompensation

$$K < 1$$

und bei vollkommener Kompensation

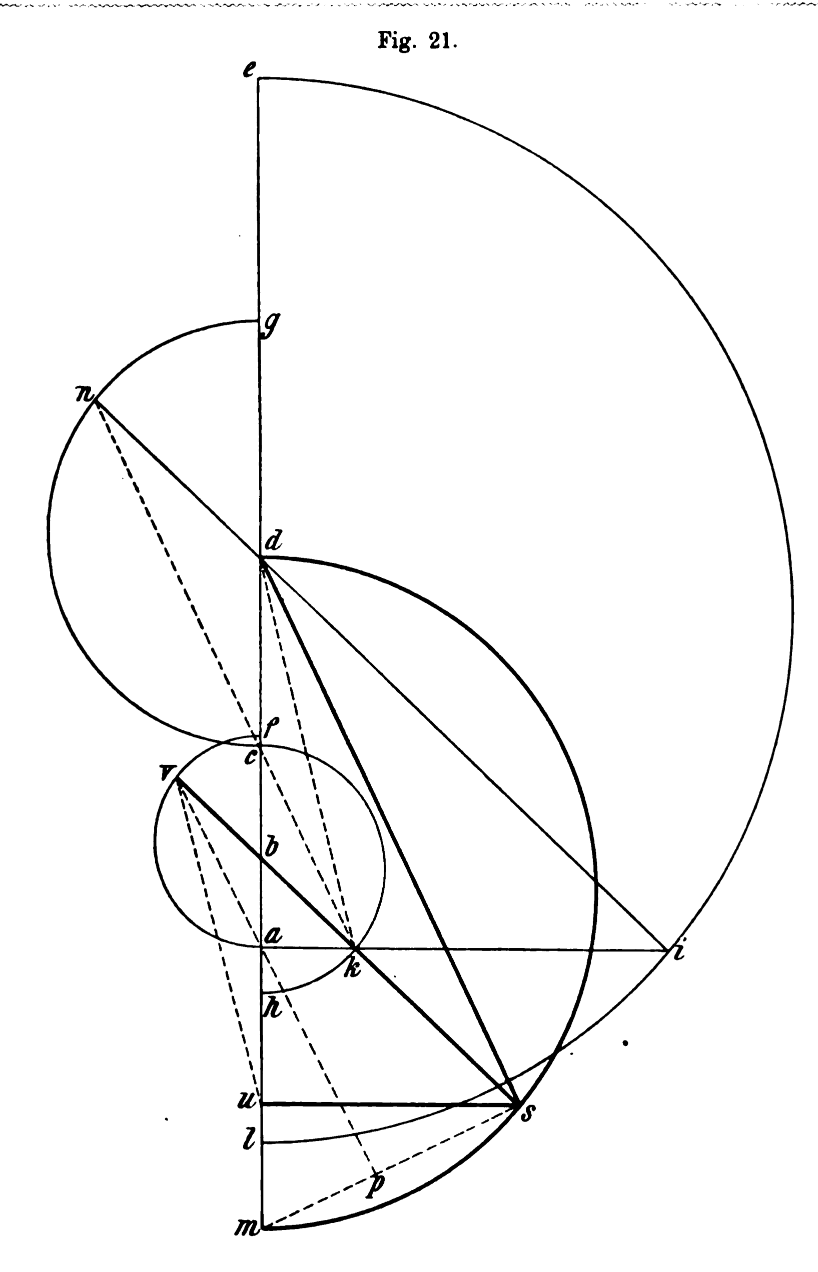
$$K = 1,$$

wird bei Ueberkompensation

$$K > 1.$$

Die im vorigen Kapitel aufgestellten Gleichungen müssen daher ohne weiteres auch auf den vorliegenden Fall anwendbar sein, und wir können daher sofort das Diagramm Fig. 21 zeichnen. Wenn die an Hand des Diagrammes Fig. 21 erhaltenen Resultate einer eingehenden Prüfung auf ihre Richtigkeit standhalten, so ist damit ein weiterer Beweis für die Richtigkeit der Ableitungen gegeben.

Fig. 21.



Wir erhalten in bekannter Weise die Diagrammpunkte u, a, b, c, d, e. Nun ist nach Gleichung 40

$$\overline{\mathrm{l\,d}} = \mathrm{K} \, . \, \overline{\mathrm{a\,d}},$$

und wenn wir

$$K = 1{,}5$$

annehmen, erhält l die gezeichnete Lage.

Nach Gleichung 41 sind

$$\overline{a\,l} = \overline{a\,d} - \overline{l\,d},$$

und da

$$\overline{a\,d} < \overline{l\,d}$$

sein muss, wird

$$\overline{a\,l} = \text{negativ}.$$

Physikalisch bedeutet die negative Grösse des $\overline{a\,l}$, dass das Statorfeld $\overline{a\,l}$ (ebenso auch der Statorstrom $\overline{m\,u}$) nicht wie bisher von unten nach oben, sondern von oben nach unten gerichtet ist. Während also beim unterkompensierten Motor Fig. 20 der wattlose Statormagnetisierungsstrom der Klemmenspannung um 90° nacheilte, eilt der Magnetisierungsstrom $\overline{u\,m}$ des überkompensierten Motors der Klemmenspannung um 90° vor.

Das Statorstreufeld (Gleichung 42)

$$\overline{h\,l} = \frac{\overline{a\,l}}{1 + \tau_1}$$

und das Statorluftfeld (Gleichung 43)

$$\overline{a\,h} = \tau_1 \,.\, \overline{h\,l}$$

sind demnach ebenfalls negativ, also nach unten gerichtet. Es besteht die Proportion (Gleichung 44)

$$\frac{\overline{u\,m}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{h\,l}}{\overline{b\,d}} = \frac{\overline{a\,l}}{\overline{a\,d}}.$$

Das Rotorluftfeld $\overline{l\,d}$ und die Rotormagnetisierungs-A.W. $\overline{a\,f}$ lassen sich nach Gleichung 45 aus der Beziehung ermitteln

$$\frac{\overline{a\,f}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{l\,d}}{\overline{b\,d}}$$

und es ist

$$\overline{b\,f} = \tau_1 \,.\, \overline{b\,m},$$

dagegen

$$\overline{d\,g} = \overline{m\,h} = \tau_2 \,.\, \overline{l\,d}.$$

Die in Wicklung 3 induzierte E.M.K.

$$E_3 = \overline{m\,b},$$

die in den Rotorwindungen durch das resultierende Rotorfeld $\overline{sd}$ bei Schlüpfung induzierte E.M.K.

$$E_4 = \overline{sm}.$$

Die resultierende, im Rotor thätige E.M.K., die in Richtung des Rotorstromes $\overline{sv}$ liegen muss, ist

$$E_{(Res.\ 3,\ 4)} = \overline{sb},$$

deren eine Komponente $\overline{sm}$ stets senkrecht auf dem induzierten Feld $\overline{sd}$ stehen muss.

Aus der Tabelle ist das Verhalten des Motors bei jeder Belastung ersichtlich.

Physikalische Bedeutung	Synchronismus	Belastung	Grenzwert
	1. Felddiagramm:		
Resultierendes Statorfeld	a d	a d	a d
Statorluftfeld	h l	k i	c e
Statorstreufeld	a h	a k	a c
Totales Statorfeld	a l	a i	a e
Rotorluftfeld	l d	i d	e d
Rotorstreufeld	d g	d n	d c
Totales Rotorfeld	l g	i n	e c
Resultierendes Rotorfeld	m d	s d	0
Gemeinsames Hauptfeld	h d	k d	c d
	2. Stromdiagramm:		
Statorstrom	u m	u s	u d
Rotorstrom	m f	s v	d a
Resultierender Magnetisierungsstrom	u f	u v	u a
	3. E.M.K.-Diagramm:		
In Wicklung 3 induzierte E.M.K.	m b	m b	m b
In Rotorwindung induzierte E.M.K.	0	s m	d m
Resultierende E.M.K. des Rotors	m b	s b	d b

11. Bemerkungen zu den Kapiteln 7 bis 10.

Es bedarf wohl keines besonderen Beweises, dass sich die Diagramme Fig. 18 bis 21 sofort auf den Betrieb der Maschinen als asynchrone Generatoren anwenden lassen, wenn die Halbkreise zu Vollkreisen ergänzt werden.

Bei den Diagrammen Fig. 18 bis 21, die sich alle auf einen Motor mit den Streuungskoeffizienten

$$\tau_1 = 0{,}3,$$
$$\tau_2 = 0{,}4$$

beziehen, fällt sofort auf, dass sie im Grenzzustand ein identisches Verhalten aller vier untersuchten Motoren zeigen. Immer ist im Grenzzustand (Stillstand)

$$\text{der Statorstrom} = \overline{u\,d},$$
$$\text{der Rotorstrom} = \overline{d\,a}$$

und wir müssen daraus schliessen, dass bei grossen Schlüpfungen die Kompensation unwirksam ist. Es ist demnach nur bei Synchronismus die Kompensierung in idealer Weise möglich, und bei zunehmender Schlüpfung zeigt der Motor immer mehr die Eigenschaften, die er in unkompensiertem Zustand besitzt.

Die Streuung spielt daher auch beim kompensierten Motor eine sehr gewichtige Rolle und die Ansicht ist verfehlt, dass man bei der Formgebung der Nuten jede Rücksicht auf die Streuung beiseite setzen und die Nuten zur Unterbringung der Wicklungen beliebig tief machen darf.

Es soll nun eine Gleichung gesucht werden, welche es ermöglicht, den Magnetisierungsstrom im Synchronismus in einfacher Weise zu bestimmen. Beim unkompensierten Motor ist der Magnetisierungsstrom $\overline{u\,b}$ (Fig. 18), und er wirkt nur in den Statorwindungen allein. Beim kompensierten Motor ist der Magnetisierungsstrom $\overline{u\,f}$ (Fig. 19), und er fliesst nur in den Rotorwindungen. Beim unterkompensierten Motor ist sowohl Stator als Rotor stromdurchflossen, und es ist der Statormagnetisierungsstrom $\overline{u\,m}$, der Rotormagnetisierungsstrom $\overline{m\,f}$ (Fig. 20). Endlich erhalten wir beim überkompensierten Motor den Statorstrom $\overline{u\,m}$ nach abwärts gerichtet und den Rotormagnetisierungsstrom $\overline{m\,f}$ nach aufwärts gerichtet (Fig. 21). Der Statorstrom erscheint im letzten Fall mit negativem Vorzeichen.

Wenn wir eine für jedes beliebige Kompensationsverhältnis K gültige Gleichung aufstellen, so ist klar, dass diese Gleichung auch der vollkommenen Kompensierung als dem unkompensierten Motor Genüge leisten muss, denn diese beiden Motoren entsprechen nur bestimmten Kompensierungsverhältnissen mit $K = 1$ und $K = 0$.

Wir können daher die allgemeine Gleichung am bequemsten an Hand des unterkompensierten Motordiagrammes Fig. 20 ableiten.

Es ist

$$\frac{\text{Statorstrom des unterkompensierten Motors}}{\text{Statorstrom des unkompensierten Motors}} = \frac{\overline{u\,m}}{\overline{u\,b}}$$

und im gleichen Verhältnis steht

$$\frac{\text{Statorluftfeld des unterkompensierten Motors}}{\text{Statorluftfeld des unkompensierten Motors}} = \frac{\overline{h\,l}}{\overline{b\,d}}.$$

Demnach ist

$$\frac{\overline{u\,m}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{h\,l}}{\overline{b\,d}} = \frac{\overline{a\,l}}{\overline{a\,d}}. \quad \ldots \ldots \quad (52)$$

Es ist nun

$$\overline{a\,l} = \overline{a\,d} - \overline{l\,d},$$

ferner

$$\overline{l\,d} = K . \overline{a\,d}$$

und somit erhalten wir

$$\frac{\overline{u\,m}}{\overline{u\,b}} = \frac{\overline{a\,d} - K . \overline{a\,d}}{\overline{a\,d}} = 1 - K. \quad \ldots \ldots \quad (53)$$

Um den Rotormagnetisierungsstrom $\overline{m\,f}$ in Beziehung zum Statormagnetisierungsstrom $\overline{u\,m}$ zu bringen, setzen wir das Verhältnis der Ampèrewindungen $\frac{\overline{m\,f}}{\overline{u\,m}}$ gleich dem Verhältnis der von diesen Ampèrewindungen erzeugten Luftfelder $\frac{\overline{l\,d}}{\overline{h\,l}}$.

$$\frac{\overline{m\,f}}{\overline{u\,m}} = \frac{\overline{l\,d}}{\overline{h\,l}}. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (54)$$

Es ist nun

$$\overline{h\,l} = \frac{\overline{a\,l}}{1 + \tau_1},$$

ferner

$$\overline{a\,l} = \overline{a\,d} - \overline{l\,d},$$

endlich

$$\overline{l\,d} = K . \overline{a\,d}.$$

Führt man diese Substitutionen in Gleichung 54 aus, so erhält man

$$\frac{\overline{m\,f}}{\overline{u\,m}} = \frac{K(1 + \tau_1)}{1 - K}. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (55)$$

Durch Division der Gleichungen 53 und 55 erhalten wir

$$\frac{\overline{m\,f}}{\overline{u\,b}} = K(1 + \tau_1). \quad \ldots \ldots \ldots \quad (56)$$

12. Zugkraft und Leistung des kompensierten Motors.

Zweier für die Beurteilung der praktischen Bedeutung der Kompensation äusserst wichtiger Grössen haben wir bisher nicht Erwähnung gethan: Zugkraft und Leistung. Da wir uns augenblicklich immer noch mit dem widerstandslosen Motor beschäftigen, so können wir beide einander proportional, in ihrer graphischen Darstellung sogar einander gleich setzen, da die Schlüpfung eines widerstandslosen Rotors unendlich klein ist (D.M. S. 75).

Wir nehmen unsere diesbezüglichen Untersuchungen wieder nur am unterkompensierten Motor (Fig. 20) vor, denn die erhaltenen Gleichungen müssen sich auf jedes beliebige Kompensierungsverhältnis K anwenden lassen.

In einem beliebigen Belastungszustand ist Fig. 20

der Rotorstrom $= \overline{sv}$,

das resultierende Rotorfeld $= \overline{sd}$,

und die Zugkraft des Motors resultiert aus der Wechselwirkung dieser beiden Grössen. Der Rotorstrom $\overline{sv}$ trägt aber nicht in seiner ganzen Grösse zur Entfaltung der Zugkraft bei, sondern nur mit seiner Komponente $\overline{sp}$, die senkrecht zum Rotorfeld $\overline{sd}$ steht. Es ist klar, dass die in der Richtung des Rotorfeldes $\overline{sd}$ liegende Komponente $\overline{pv}$ des Rotorstromes im Feld $\overline{sd}$ keine Zugkraft erzeugen kann, so wenig wie eine Gleichstromnebenschlussspule eine Zugkraft auf den von ihr umschlossenen Pol ausübt. Wir erhalten also

$$\overline{sv} = \text{Resultante } (\overline{sp}, \overline{pv}) \quad \ldots \ldots \quad (57)$$

und wir können treffend

$$\overline{sp} = \text{Zugkraftskomponente des Rotorstromes} \quad \ldots \quad (58)$$

nennen. Aus dem Aussehen des Diagrammes im Grenzzustand können wir sofort die Beziehung ableiten

$$\frac{\overline{sp}}{\overline{sm}} = \frac{\overline{da}}{\overline{dm}}$$

und wir erhalten

$$\overline{sm} = \overline{sp} \frac{\overline{dm}}{\overline{da}} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (59)$$

Zur Ermittelung des Quotienten $\frac{\overline{dm}}{\overline{da}}$ nehmen wir folgende Nebenrechnung vor.

Es ist

$$\overline{hm} = \overline{dg} = \tau_2 \,.\, \overline{dl},$$

ferner

$$\overline{dl} = K \,.\, \overline{ad},$$

daher

$$\overline{hm} = \tau_2 \,.\, K \,.\, \overline{ad}. \qquad \qquad (60)$$

Wir können ausserdem schreiben

$$\overline{lh} = \frac{\overline{al}}{1 + \tau_1},$$

und $\overline{al}$ lässt sich in folgender Weise in Abhängigkeit von $\overline{ad}$ darstellen:

$$\overline{al} = \overline{ad} - \overline{dl} = \overline{ad} - K \,.\, \overline{ad} = (1 - K) \,.\, \overline{ad}.$$

Demnach wird

$$\overline{lh} = \frac{1 - K}{1 + \tau_1} \,.\, \overline{ad}. \qquad \qquad (61)$$

Die Addition der Gleichungen 60 und 61 liefert das Resultat:

$$\overline{lm} = \overline{lh} + hm = \left(\frac{1 - K}{1 + \tau_1} + \tau_2 \,.\, K\right) \overline{ad}. \qquad (62)$$

Addieren wir zu dieser Gleichung die nachstehende

$$\overline{dl} = K \,.\, \overline{ad},$$

so erhalten wir

$$\overline{dm} = \overline{dl} + \overline{lm} = \left(\frac{1 - K}{1 + \tau_1} + \tau_2 \,.\, K + K\right) \overline{ad}$$

und

$$\frac{\overline{dm}}{\overline{da}} = \frac{1 - K}{1 + \tau_1} + \tau_2 \,.\, K + K = M. \qquad (63)$$

Wir sind gewohnt, die Zugkraft durch eine von der Spitze s des Stromdreieckes auf die Diagrammbasis $\overline{ud}$ gefällte Senkrechte $\overline{st}$ darzustellen (D.M. S. 75), und diese Darstellungsweise ist auf Grund der Ueberlegung erhalten, dass

$$P \cong \overline{st} \cong \overline{ms} \,.\, \overline{sd}.$$

Nun haben wir aber konstatiert, dass beim kompensierten Motor nur die Komponente s p des Rotorstromes zur Erzeugung einer Zugkraft wirksam ist, und die Zugkraft kann deshalb nur

$$P = \overline{sp} \,.\, \overline{sd} \qquad \qquad (64)$$

sein. Aus den Gleichungen 59 und 63 ergibt sich die Beziehung, dass

$$\overline{sm} = \overline{sp} \,.\, M$$

ist, und wenn wir für $\overline{sp}$ den hieraus erhältlichen Ausdruck in Gleichung 64 einführen, erhalten wir die allgemein gültige Gleichung der Zugkraft

$$P = \frac{\overline{sm}}{M} \cdot \overline{sd}. \quad \ldots \ldots \quad (65)$$

Die maximale Zugkraft eines jeden Motors wird dann entwickelt, wenn die Spitze s des Stromdreiecks sich in der Mitte des Kreisbogens m s d befindet. Es ist dann

$$\sphericalangle\, smd = \sphericalangle\, sdm = 45^0$$

und

$$\overline{ms} = \overline{sd} = \frac{\overline{md}}{\sqrt{2}}.$$

In diesem Falle wird die Zugkraftformel 65

$$P_{max} = \frac{\overline{sm}}{M} \cdot \overline{sd} = \frac{\overline{md}^2}{2M}. \quad \ldots \ldots \quad (66)$$

Nun ist aber der Durchmesser D des Hauptdiagrammkreises m d laut Gleichung 63

$$D = \overline{md} = \overline{ad} \cdot M. \quad \ldots \ldots \quad (67)$$

Führen wir in Gleichung 66 diesen Ausdruck für $\overline{md}$ ein, so ergibt sich

$$P_{max} = \frac{D^2}{2M} = \frac{\overline{ad}^2}{2} M. \quad \ldots \ldots \quad (68)$$

$\overline{ad}$ ist das konstante Statorfeld eines Motors, und $\overline{ad}$ bleibt auch ungeändert, wenn wir einen gewöhnlichen Motor in einen kompensierten umändern, ohne an der Statorhauptwicklung (Wicklung 1) etwas zu ändern. Wir können daher den Satz aufstellen:

Ein gegebenes Modell kann unter Beibehaltung seiner Statorwicklung auf die M-fache maximale Zugkraft und Leistung durch Kompensation gebracht werden.

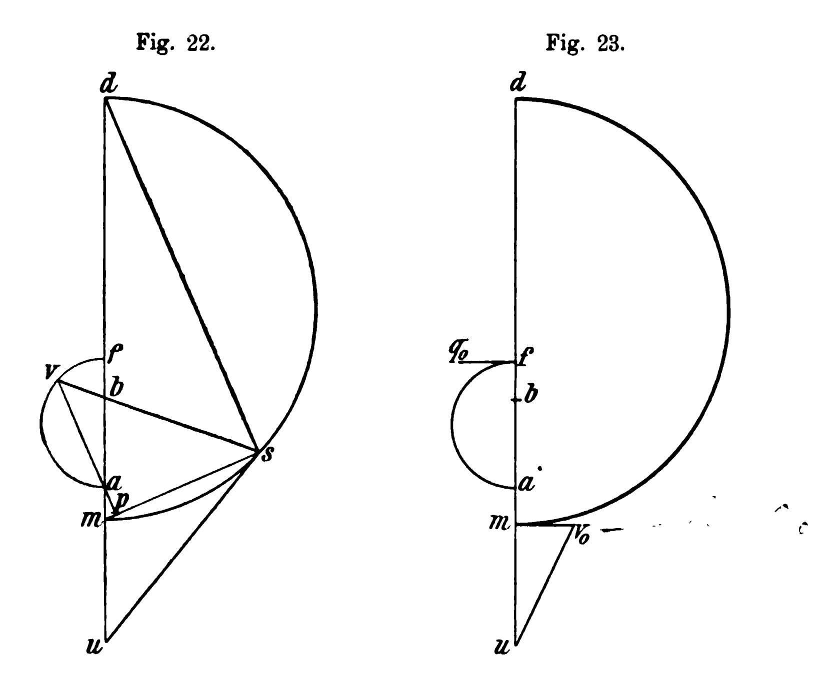
Der Statoreisenverlust bleibt dabei derselbe wie beim unkompensierten Motor, während der Rotoreisenverlust, der aber nur eine sehr untergeordnete Rolle spielt, ungefähr um das M-fache steigt.

M erhält daher zweckmässig den Namen „Verstärkungszahl" der Kompensation, und es ist interessant zu konstatieren, dass M nicht nur vom Kompensierungsverhältnis K, sondern auch von beiden Streufaktoren τ_1 und τ_2 des Motors abhängt. M ist laut Gleichung 63

$$M = \frac{1 - K}{1 + \tau_1} + \tau_2 \cdot K + K.$$

13. Motor mit zwei Rotorwicklungen, deren Widerstand berücksichtigt wird.

Bei der Einführung der Rotorwiderstände der Wicklungen 3 und 4 wollen wir wieder den unterkompensierten Motor betrachten. Das Diagramm eignet sich zu Ableitungen aus dem Grunde am meisten, weil es noch eine relativ grosse Aehnlichkeit mit dem Diagramm des gewöhnlichen Drehstrommotors besitzt, und gegenüber einer Untersuchung des rein kompensierten Motors den grossen Vorteil bietet, dass



die erhaltenen Resultate ganz allgemeine Gültigkeit besitzen und sowohl den rein kompensierten als über- oder nicht kompensierten Motor, ja sogar den streuungsfreien ($\tau_1 = 0$, oder $\tau_2 = 0$, oder $\tau = 0$) in sich als Spezialfälle einschliessen.

Da das Feld und Stromdiagramm (D.M. S. 79) durch die Einführung dieser Widerstände in keiner Weise verändert wird, können wir uns die Aufgabe dadurch erleichtern, dass wir aus der Fig. 20 alle nun überflüssigen Linien weglassen und in Fig. 23 nur die notwendigsten eintragen (Fig. 22).

Wir untersuchen zuerst den

a) Synchronismus.

Bei widerstandslosen Wicklungen ist der Erregerstatorstrom $\overline{um}$, der Rotorstrom $\overline{mf}$, und die Windungszahl der Wicklung 3 braucht nur unendlich klein zu sein, um den Rotorstrom $\overline{mf}$ in der Wicklung 4 zu erzeugen. Hat die Rotorwicklung 4 dagegen Widerstand, so muss E_3 eine ganz bestimmte Grösse haben, um die gewünschte Erregung hervorzubringen. $\overline{mf}$ bedeutet in erster Linie die Erregerampèrewindungen des Rotors, die wir unter Unterdrückung von Konstanten vorläufig nur in der Form schreiben wollen

$$\overline{mf} = X_{m_4} = N_4 \,.\, J_{m_4}.$$

Ist nun der Widerstand der Wicklungen 3 und 4, die der Strom J_{m_4} durchsetzen muss,

$$w_4' = w_3 + w_4,$$

so muss die in Wicklung 3 induzierte E.M.K. E_3 sein

$$E_3 = J_{m_4} \,.\, w_4'.$$

E_3 wird von dem konstanten Statorfeld $\overline{ad}$ in der auf dem Stator befindlichen Wicklung 3 induziert, und wir können, ebenfalls unter Vernachlässigung von Konstanten, schreiben:

$$N_3 = E_3.$$

Die Wicklung 3 wird vom gleichen Strom durchflossen wie die Rotorwicklung 4, da beide durch Kollektor und Bürsten auf einander geschaltet sind. Es wird daher die vom Strom J_{m_4} in Wicklung 3 hervorgerufene Ampèrewindungszahl (Fig. 23)

$$X_{m_3} = N_3 \,.\, J_{m_4} = \overline{fq_0}$$

und es besteht die Proportion

$$\frac{\overline{fq_0}}{\overline{mf}} = \frac{N_3}{N_4}.$$

Die erregende Kraft $\overline{fq_0}$ hat ihren Sitz im Stator und es muss, damit $\overline{fq_0}$ nicht ein Feld erzeugen kann, das das Felddiagramm Fig. 20 alteriert, $\overline{fq_0}$ durch Statorampèrewindungen von gleicher Grösse, aber entgegengesetzter Richtung kompensiert werden. Wir haben daher eine Strecke

$$\overline{mo_0} = \overline{fq_0}$$

nach rechts zu ziehen. Infolgedessen bleibt der Statorstrom bei Synchronismus nicht $\overline{um}$, sondern es ist

$$\overline{um} = \text{wattlose Komponente des Statorstromes},$$

während

$$\overline{m\,o_0} = \text{Wattkomponente des Statorstromes}$$

ist, und mithin

$$\overline{u\,o_0} = \text{Statorstrom im Synchronismus}$$

ist. $\overline{m\,o_0}$ ist im Wattmassstab gemessen gleich dem in dem Widerstand w_4' verloren gehenden Effekt $V_{w_4'}$:

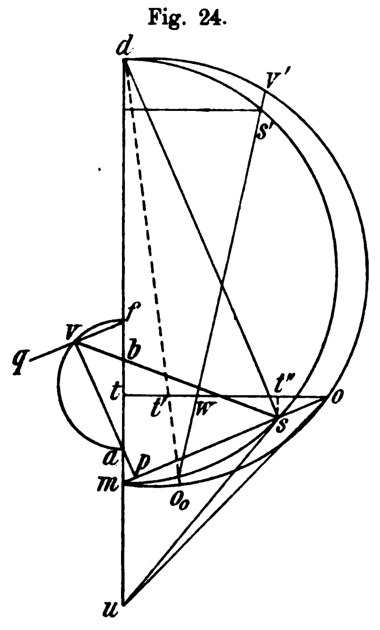
$$\overline{m\,o_0} = V_{w_4'} = J_{m_4}{}^2\,w_4' = a_3\,E_3\,.\,J_4.$$

Eine Grösse haben wir noch graphisch darzustellen, nämlich E_3. Es wird sich in der weiteren Entwickelung des Diagrammes zeigen, dass wir für die Untersuchungen, die in diesem Kapitel vorgenommen werden,

$$E_3 = \overline{a\,f}$$

setzen müssen. Wie der Titel des Kapitels besagt, beschäftigen wir uns augenblicklich mit einem Motor, dessen Rotor zwei Wicklungen besitzt, nämlich eine Gleichstromwicklung = Wicklung 4 und eine Mehrphasenwicklung = Wicklung 2. Letztere konnte sich bisher nicht bemerkbar machen, da sie im Synchronismus stromlos bleibt. Sie ist aber in Thätigkeit in jedem

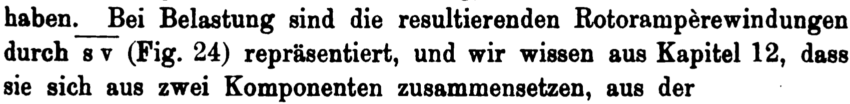
Fig. 24.





b) Belastungszustand.

Wenn die Rotorwicklungen des Motors Widerstand besitzen, so muss bei Belastung der Rotor Schlüpfung haben. Bei Belastung sind die resultierenden Rotoramperewindungen durch $\overline{s\,v}$ (Fig. 24) repräsentiert, und wir wissen aus Kapitel 12, dass sie sich aus zwei Komponenten zusammensetzen, aus der



$$\text{Zugkraftkomponente} = \overline{s\,p}$$

und der

$$\text{zugkraftlosen Komponente} = \overline{p\,v}.$$

Wenn wir bedenken, dass ein normaler, unkompensierter Motor in seinen Rotorwindungen nur solchen Strom führt, der auch für die Zugkraft nutzbar ist, so werden wir zu der Annahme gedrängt, dass der Motor am günstigsten sein muss, wenn wir ihn so bauen, dass

die totale Zugkraftkomponente in der Mehrphasenwicklung 2 des Rotors erzeugt wird. Ein Blick auf das Diagramm vergewissert uns in dieser Annahme, denn bei einer derartigen Anordnung der Wicklung wird der Strom $\overline{pv}$, der durch den Kollektor und die Bürsten fliesst, ein Minimum. Daher können auch Kollektor und Bürsten in den kleinsten Dimensionen und mit dem minimalsten Kostenaufwand hergestellt werden. Wir werden später sehen, dass eine derartige Anordnung und Dimensionierung der Wicklungen sich auch in Bezug auf die Funkenbildung am Kollektor in günstigster Weise äussert.

Die Drahtzahl der Wicklung 4 muss demnach so gewählt sein, dass in ihr eine E.M.K. E_4 von der Grösse

$$E_4 = \overline{fv}$$

induziert wird. $\overline{fv}$ steht natürlich senkrecht auf dem induzierenden Feld, nämlich dem resultierenden Rotorfeld $\overline{sd}$. $E_3 = \overline{ab}$ und $E_4 = \overline{fv}$ liefern die in der Wicklung 4 wirkende resultierende E.M.K.

$$E_{(Res.\ 3,\ 4)} = \overline{av}$$

und diese E.M.K. erzeugt den Rotorstrom der Wicklung 4

$$J_4 = \overline{pv}.$$

$\overline{pv}$ können wir gleichzeitig als erregende Kraft der Rotorwicklung 4 auffassen:

$$X_4 = \overline{pv}.$$

Wenn in Wicklung 4 X_4 Ampèrewindungen vorhanden sind, so müssen die Windungen der Wicklung 3 X_3 Ampèrewindungen führen und es ist

$$X_3 = \overline{vq},$$

und es besteht die Proportion

$$\frac{X_3}{X_4} = \frac{\overline{vq}}{\overline{pv}} = \frac{N_3}{N_4}.$$

$\overline{vq}$ muss durch eine an Grösse gleiche, der Richtung nach entgegengesetzte Komponente des Statorstromes

$$\overline{so} = \overline{vq}$$

kompensiert werden. Der resultierende Statorstrom wird daher nicht mehr $\overline{us}$, sondern $\overline{uo}$ sein.

$$J_1 = \overline{uo}.$$

Die Komponente $\overline{so}$ liegt stets in Richtung der Geraden $\overline{ms}$, und der geometrische Ort o des Statorstromes $\overline{uo}$ ist der Durchschnittspunkt

von der Geraden m s o mit einem auf $\overline{o_0 d}$ beschriebenen Halbkreis. Der Wattkonsum des Motors ist durch die Wattkomponente $\overline{t o}$ des Statorstromes dargestellt. Also

$$\text{Wattkonsum} = \overline{o t}.$$

Es ist leicht einzusehen, dass der Wattverlust in den Wicklungen 3 und 4 durch die Wattkomponente von $\overline{s o}$, also durch $\overline{o t''}$ repräsentiert wird. Wie sich leicht beweisen lässt, ist

$$\overline{o t''} = \overline{t' t}$$

und t'' liegt auf einer von o_0 nach d gezogenen Verlustlinie $\overline{o_0 d}$.

In dem in Fig. 24 dargestellten Belastungszustand müssen die Ampèrewindungen X_2 der Rotorwicklung 2 die Grösse haben

$$X_2 = \overline{s p},$$

denn $\overline{s p}$, die gesamte Zugkraftskomponente des Rotorstromes, soll unserer Voraussetzung gemäss in der Wicklung 2 fliessen. Wenn diese Wicklung den Widerstand w_2 besitzt, muss daher die in dieser Wicklung induzierte E.M.K. E_2

$$E_2 = J_2 \,.\, w_2$$

sein. E_2 ist dem Rotorfeld $\overline{s d}$ und der Schlüpfung proportional, daher erhalten wir

$$s \cong \mathrm{II}_2 \cong \frac{\overline{p s}}{\overline{s d}} \cong \frac{\overline{m s}}{\overline{s d}}.$$

Wir können daher den Schlüpfungsmassstab $\overline{g' s'}$ genau so ziehen, wie beim gewöhnlichen Drehstrommotor (D.M. S. 80). Ebenso erhalten wir die Verlustlinie $\overline{o_0 s'}$ genau wie beim gewöhnlichen Motor.

Auf der Geraden o t können wir daher nachstehende Grössen abgreifen:

o t = Wattkomponente des Statorstromes, gleichzeitig Wattkonsum des Motors.
t t' = Wattverlust in den Kompensationswicklungen 3 und 4.
t' o = an die Rotorwicklung 2 übertragener Effekt.
t' w = Wattverlust in der Zugkraftwicklung 2.
w o = Zugkraft des Motors, = im Motor transformierter nützlicher Effekt, = mechanische Leistung des Motors.

c) Stillstand.

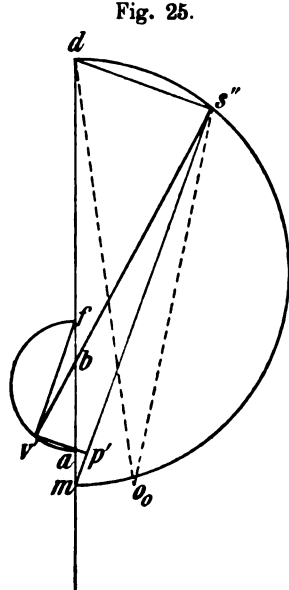
Bei Stillstand werden wir einige für die Praxis äusserst wichtige Resultate erhalten, und wir werden daher die Konstanten, die wir bis jetzt im Interesse der Einfachheit vernachlässigt haben, einführen.

Bezeichnen wir mit C_E eine Konstante, welche den Zusammenhang zwischen Rechnung und Diagramm in der Weise vermittelt, dass die in Millimetern gemessene Länge $\overline{af}$ durch Multiplikation mit C_E die E.M.K. E_3 in Volt liefert, so ist

$$E_3 = C_E \, . \, \overline{af}. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (69)$$

Bezeichnet C_z eine weitere Konstante, die durch Multiplikation mit der Länge einer Feldlinie des Diagrammes die Kraftlinienzahl dieses Feldes ergibt, so ist die Kraftlinienzahl des konstanten resultierenden Statorfeldes

Fig. 25.



$$Z_1' = C_Z \, . \, \overline{ad}.$$

Demnach ist E_3 in Volt

$$E_3 = 1{,}11 \, . \, k_3 \, . \, N_3 \, . \, \Pi_1 \, . \, C_Z \, . \, 10^{-8} \, . \, \overline{ad}. \quad (70)$$

In der Wicklung 4 muss bei Stillstand eine E.M.K. E_4 von der Grösse

$$E_4 = C_E \, . \, \overline{fv'} \quad \ldots \quad (71)$$

induziert werden. Das induzierende Feld ist das resultierende Rotorfeld $\overline{s'd}$, und daher muss nachstehende Gleichung erfüllt werden:

$$E_4 = 1{,}11 \, . \, k_4 \, . \, N_4 \, . \, \Pi_1 \, . \, C_Z \, . \, 10^{-8} \, . \, \overline{s'd}. \quad (72)$$

Aus den Gleichungen 69 bis 72 ergibt sich

$$\frac{N_3}{N_4} = \frac{k_4}{k_3} \, . \, \frac{\overline{af}}{\overline{fv'}} \, . \, \frac{\overline{s'd}}{\overline{ad}} \, . \, . \quad (73)$$

Führen wir für $\overline{s'd}$ den Ausdruck ein

$$\overline{s'd} = \frac{\overline{av'}}{\overline{af}} \, . \, \overline{md},$$

so erhalten wir

$$\frac{N_3}{N_4} = \frac{k_4}{k_3} \, . \, \frac{\overline{av'}}{\overline{fv'}} \, . \, \frac{\overline{md}}{\overline{ad}} = \frac{k_4}{k_3} \, . \, \operatorname{tg} \gamma \, . \, M. \quad . \; . \quad (74)$$

Der Winkel γ

$$\gamma = \sphericalangle \, f v' a$$

und M ist laut Gleichung 63 substituiert.

Wenn C_{J_2} eine Konstante bedeutet, so lässt sich die Stromstärke J_2

in der Wicklung 2 des stillstehenden Rotors nach der Gleichung berechnen

$$J_2 = C_{J_2} \cdot \overline{p' s'} = \frac{C_{J_2}}{M} \cdot \overline{m s'} \quad \ldots \ldots \quad (75)$$

Die in der Wicklung 2 induzierte E.M.K. ist

$$E_2 = 1{,}11 \cdot k_2 \cdot N_2 \cdot \Pi_1 \cdot C_z \cdot 10^{-8} \cdot \overline{s' d} \quad \ldots \quad (76)$$

Durch Division der beiden letzten Gleichungen erhalten wir den Widerstand der Rotorwicklung 2

$$w_2 = \frac{1{,}11 \cdot k_2 \cdot N_2 \cdot \Pi_1 \cdot C_z \cdot 10^{-8}}{C_{J_2}} \cdot \operatorname{tg} \gamma \cdot M \quad \ldots \quad (77)$$

Endlich können wir noch eine Beziehung aufstellen, wenn wir vom Synchronismus des Motors ausgehen. Die Wicklung 4 hat bei Synchronismus eine derartige erregende Kraft X_{m_4} zu äussern, dass der Rotor

$$Z_4 = K \cdot C_7 \cdot \overline{a d} \quad \ldots \ldots \quad (78)$$

Kraftlinien erzeugt.

Die maximale Induktion des vom Rotor erzeugten Feldes ist demnach (D.M. S. 179)

$$B_4' = \frac{Z_4}{c_4 \cdot Q_1} \quad \ldots \ldots \quad (79)$$

Die zur Erzeugung dieser erregenden Kraft nötigen Ampèrewindungen sind

$$X_{m_4} = 0{,}8 \cdot \delta \cdot B_4' \quad \ldots \ldots \quad (80)$$

und der Magnetisierungsstrom wird (D.M. S. 172)

$$J_{m_4} = \frac{X_{m_4} \cdot \sqrt{2}}{a_4 \cdot \psi_4 \cdot N_4} \quad \ldots \ldots \quad (81)$$

Dividieren wir Gleichung 70 durch Gleichung 81, so erhalten wir

$$(w_3 + w_4) = \frac{1{,}11 \cdot k_3 \cdot c_4 \cdot a_4 \cdot \psi_4 \cdot Q_1 \cdot \Pi_1 \cdot 10^{-8}}{0{,}8 \cdot \sqrt{2} \cdot \delta} \cdot \frac{N_3 \cdot N_4}{K} \quad (82)$$

14. Motor mit einer Rotorwicklung und mit Widerständen zwischen den Lamellen.

Wir wollen nun einen Motor untersuchen, dessen Rotor nach dem Wicklungsschema Fig. 13 ausgeführt ist. Bei dieser Anordnung ist nicht, wie es im ersten Moment aussieht,

$$N_2 = N_4$$

anzunehmen, sondern N_2 ist eine kompliziertere Funktion von N_4. Ist die Anzahl der in Serie geschalteten Drähte der Gleichstromwicklung N_4, und ist diese in α parallele Zweige geschaltet, so ist die totale Drahtzahl des Rotors

$$N_t = \alpha \, . \, N_4 \quad \ldots \ldots \ldots \quad (83)$$

und die Wicklung verhält sich einem durch die Bürsten zugeführten Strom gegenüber wie eine Gleichstromwicklung, nur fliesst ein Teil des zugeführten Stromes durch die zwischen den Lamellen liegenden Widerstände.

Wird dagegen in der Rotorwicklung selbst ein Strom induziert, so kann jede an zwei aufeinanderfolgende Lamellen angeschlossene Ankerspule auf den dazwischen liegenden Widerstand arbeiten. Die Ankerwicklung ist in dieser Beziehung eine vielphasige. Die Phasenzahl $a_{2;4}$ des Rotors ist, wenn L die Lamellenzahl bedeutet

$$a_{2;4} = \frac{L}{p} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (84)$$

und die Drahtzahl pro Phase

$$N_{2;4} = \frac{N_t}{a_{2;4}} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (85)$$

Daher ist

$$N_{2;4} = N_4 \frac{\alpha}{a_{2;4}} \quad \ldots \ldots \quad (86)$$

Die weiteren Untersuchungen wollen wir wieder von dem Gesichtspunkt aus vornehmen, dass die gesamte Zugkraftskomponente des Rotorstromes $\overline{s\,p}$ (Fig. 22) nicht durch die Bürsten fliesst, und dass der Bürstenstrom $\overline{p\,v}$ lediglich die für die Zugkraft nicht wirksame Komponente darstellt und dadurch der günstigsten Anordnung des Motors entspricht.

Durch diese Annahme gewinnen wir für die Behandlung dieses Problems noch die grosse Vereinfachung, dass die Ströme $\overline{s\,p}$ und $\overline{p\,v}$ aufeinander senkrecht stehen. Wenn wir daher $\overline{s\,p}$ in dem Moment untersuchen, in dem dieser Strom ein Maximum, also $\sqrt{2} \, . \, \overline{s\,p}$ ist, ist $\overline{p\,v} = 0$, und wir können daher die Untersuchungen so vornehmen, wie wenn $\overline{p\,v}$ gar nicht existierte. Dasselbe können wir für $\overline{p\,v}$ thun, wenn wir diesen Strom studieren wollen.

Wir sind durch diese Ueberlegung in die Lage versetzt, die sämtlichen Gleichungen des vorigen Kapitels sofort auf die jetzigen Verhältnisse anwenden zu können.

Die Gleichungen 75, 76 und 77 werden nun

$$J_{2;4} = \frac{C_{J_{2;4}}}{M} \cdot m\, s' \quad \ldots \quad (87)$$

$$E_{2;4} = 1{,}11 \cdot k_{2;4} \cdot N_{2;4} \cdot II_1 \cdot C_z \cdot 10^{-8} \cdot \overline{s'd} \quad \ldots \quad (88)$$

$$w_{2;4} = \frac{1{,}11 \cdot k_{2;4} \cdot N_{2;4} \cdot II_1 \cdot C_z \cdot 10^{-8}}{C_{J_{2;4}}} \operatorname{tg} \gamma \cdot M. \quad (89)$$

Der Stromkreis, in dem sich diese Vorgänge abspielen, ist gebildet aus je einer zwischen zwei benachbarten Kollektorlamellen angeschlossenen Rotorspule und dem zwischen denselben Lamellen angeschlossenen Widerstand R. Es ist also

$$w_{2;4} = r + R, \quad \ldots \quad (90)$$

wenn r den Widerstand der Rotorwicklung zwischen zwei Lamellen und R die Grösse je eines des ebenfalls an die Lamellen angeschlossenen Widerstandes bezeichnet.

Bei Stillstand wird im Rotor selbst keine E.M.K. induziert und daher auch kein Strom hervorgerufen. Es wird ihm aber von aussen der Magnetisierungsstrom J_{m_4} zugeführt, und J_{m_4} entsteht unter Einwirkung der in der Statorwicklung 3 induzierten E.M.K. E_3. E_3 wirkt auf einen Stromkreis, der aus Wicklung 3, der Rotorwicklung 4 (die nun äquivalent einer Gleichstromwicklung ist) und den parallel zu der Gleichstromwicklung 4 liegenden Kollektorwiderständen R gebildet ist.

Der Widerstand der Gleichstrommotorwicklung, die aus L . r Einzelwiderständen besteht, die aber in α-facher Parallelwicklung geschaltet sind, ist

$$w_4 = \frac{L \cdot r}{\alpha^2} \quad \ldots \quad (91)$$

Demgemäss ist von den Bürsten aus betrachtet der Widerstand der einzelnen, zwischen die Lamellen geschalteten Widerstände

$$R_4 = \frac{L \cdot R}{\alpha^2} \quad \ldots \quad (92)$$

Da im Widerstand w_4 der Strom J_{m_4} herrschen muss, ist die nötige Bürstenspannung

$$E_B = J_{m_4} \cdot w_4 \quad \ldots \quad (93)$$

Daher fliesst in den Widerständen R ein Strom

$$J_R = \frac{E_B}{R_4} = J_{m_4} \frac{w_4}{R_4} \quad \ldots \quad (94)$$

Der Spannungsverlust in der Wicklung 3 ist deshalb

$$e_3 = w_3 (J_R + J_{m_4}) = w_3 \,.\, J_{m_4} \left(1 + \frac{w_4}{R_4}\right) \quad . \quad . \quad . \quad (95)$$

und die in der Wicklung 3 induzierte E.M.K. muss sein

$$E_3 = E_B + e_3 = J_{m_4} \left[w_4 + w_3 \left(1 + \frac{w_4}{R_4}\right)\right] . \quad . \quad . \quad (96)$$

Die Drahtzahl der Statorwicklung wird daher nach Gleichung 70

$$N_3 = J_{m_4} \left[w_4 + w_3 \left(1 + \frac{w_4}{R_4}\right)\right] \frac{10^8}{1{,}11 \,.\, k_3 \,.\, \Pi_1 \,.\, C_z \,.\, \overline{a\,d}} . \quad (97)$$

15. Funkenbildung am Kollektor.

Im Synchronismus stellt die Wicklung 4 des Rotors unter allen Umständen einen induktionsfreien Widerstand dar, und die Bürsten haben daher nicht die geringste Ursache, zu feuern. Dass die Gleichstromwicklung in diesem Zustand induktionsfrei ist, kommt im Diagramm dadurch zum Ausdruck, dass das resultierende Feld des Rotors (Fig. 20) $\overline{l\,g}$, die resultierende E.M.K. der Wicklung 4 $\overline{a\,f}$ und der Bürstenstrom $\overline{m\,f}$ in ein und dieselbe Richtung fallen.

Werden die Widerstands- und Drahtzahlen der Wicklungen so gewählt, dass der Strom der Wicklung 4

$$J_4 = \text{Bürstenstrom}$$

in jedem Belastungszustand nur der zugkraftlosen Komponente $\overline{p\,v}$ des resultierenden Rotorstromes $\overline{s\,v}$ gleich ist, so fällt stets das resultierende Rotorfeld $\overline{s\,d}$, die resultierende E.M.K.

$$E_{(Res.\,3,\,4)} = \overline{a\,v}$$

und der Bürstenstrom

$$J_4 = \overline{p\,v}$$

in ein und dieselbe Richtung, und die Rotorwicklung 4 verhält sich dann in allen Belastungszuständen wie ein induktionsfreier Widerstand.

Dieser Zustand lässt sich aber nur dann erreichen, wenn bei einem Motor mit zwei Rotorwicklungen

$$\frac{N_3}{N_4} = \frac{k_4}{k_3} \,.\, M \,.\, \mathrm{tg}\, \gamma \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (74)$$

$$w_2 = \frac{1{,}11 \,.\, k_2 \,.\, \Pi_1 \,.\, C_z \,.\, 10^{-8}}{C_{J_2}} \,.\, N_2 \,.\, M \,.\, \mathrm{tg}\, \gamma \quad . \quad . \quad (77)$$

$$w_3 + w_4 = \frac{1{,}11 \,.\, k_3 \,.\, c_4 \,.\, a_4 \,.\, \psi_4 \,.\, Q_1 \,.\, \Pi_1 \,.\, 10^{-8}}{0{,}8 \,.\, \sqrt{2} \,.\, \delta} \,.\, \frac{N_3 \,.\, N_4}{K} . \quad (82)$$

Bei einem Rotor mit nur einer Wicklung und Widerständen zwischen den Lamellen müssen die Gleichungen erfüllt sein:

$$w_{2;4} = \frac{1{,}11 \,.\, k_{2;4} \,.\, \Pi_1 \,.\, C_z \,.\, 10^{-8}}{C_{J_{2;4}}} \,.\, N_{2;4} \,.\, M \,.\, \mathrm{tg}\,\gamma \quad . \quad (89)$$

$$N_3 = \frac{C_4 \,.\, 10^8}{1{,}11 \,.\, k_3 \,.\, \Pi_1 \,.\, C_z} \,.\, \left[w_4 + w_3\left(1 + \frac{w_4}{R_4}\right)\right] . \, K \,.\, \tau \quad (97)$$

$$w_{2;4} = r + R\,[1] \, . \, . \, . \, . \, . \, . \, . \, . \quad (90)$$

Die für den guten Lauf der Maschine günstigsten Bedingungen sind demnach so komplizierter Art, dass sie niemals auf empirischem Weg durch experimentelle Untersuchungen gefunden werden können, denn es wäre mehr als Zufall, wenn die günstigste Abstimmung aller massgebenden Grössen einmal durch Probieren gelingen sollte.

Aber selbst dann, wenn bei einem Motor mit zwei Rotorwicklungen alle die durch die Gleichungen 74, 77, 82 gestellten Bedingungen erfüllt sind, bleibt doch noch eine Ursache der Funkenbildung bestehen, die sich am leichtesten beim stillstehenden Motor erklären lässt. Da naturgemäss durch die Bürsten gewisse Windungen des Rotors kurz geschlossen sind, wird in diesen Wicklungen ein Kurzschlussstrom hervorgerufen. Dieser Kurzschlussstrom variiert genau wie die Zugkraftkomponente des resultierenden Rotorstromes, sie trägt daher zur Entfaltung der Zugkraft bei und entlastet die Wicklung 2. Als Nachteil bringt dieser Strom eine Neigung zur Funkenbildung mit sich, die bei Synchronismus Null ist, und mit wachsender Schlüpfung steigt. Der Kurzschlussstrom und damit die Funkenbildung können reduziert, sogar unterdrückt werden durch Widerstände, die in die Verbindungsleitungen der Rotorgleichstromwicklung und den Kollektor eingeschaltet werden.

Von diesen Nachteilen ist ein Motor frei, dessen Rotor nur eine Wicklung und zwischen die Lamellen geschaltete Widerstände besitzt. Der Kurzschlussstrom in der von einer Bürste kurz geschlossenen Spule ist bei dieser Rotoranordnung (vorausgesetzt, dass die Gleichungen 89, 97, 90 erfüllt sind) nichts anderes als der von der Spule zu leistende Teil der Zugkraftskomponente des Rotorstromes, und er verläuft daher in dem zwischen zwei Lamellen liegenden Widerstand R, ohne die Bürsten irgendwie zu belästigen.

---

[1]) Gilt nur bei Ring- und Schleifenparallelwicklung. Bei jeder anderen Wicklung ist $w_{2;4}$ eine andere Funktion von r und R.



Ganz dasselbe ist der Fall, wenn der Rotor nur eine einzige in Form einer Gleichstromwicklung ausgeführte Rotorwicklung erhält, die gleichzeitig durch Anschluss entsprechender Punkte der Wicklung an Schleifringe zu einer mehrphasigen gemacht ist. Wenn der Kollektor nur die in Richtung des resultierenden Rotorfeldes liegende zugkraftslose, die Schleifringe nur die senkrecht dazu stehende Zugkraftskomponente des resultierenden Rotorstromes führen, so ist der Kurzschlussstrom einer durch die Bürsten kurzgeschlossenen Rotorspule gleich dem Zugkraftstrom des Rotors, und dieser Kurzschlussstrom kann daher weder durch die Bürsten fliessen und Funken verursachen, noch können dadurch Verluste entstehen, dass der Bürstenstrom durch die Schleifringe fliesst, und hierdurch für die Magnetisierung unwirksam wird.

16. Motor ohne Statorwicklung.

Wenn wir eine Maschine mit einem Rotor versehen, der zwei Wicklungen besitzt, eine Gleichstromwicklung 4 und eine Mehrphasenwicklung 2, so können wir den Rotor zum Laufen bringen, ohne dass der Stator mit einer Wicklung versehen ist. Die Sache sieht auf den ersten Blick paradox aus, hat aber ein Analogon in den Wechsel- und Drehstromgeneratoren, die nur ruhende Wicklungen besitzen (Induktortype), und daher Generatoren ohne Rotorwicklung vorstellen.

Beim Motor ohne Statorwicklung ist die Rotorwicklung 4 an das Netz anzuschliessen, während die Wicklung 2 die gewöhnliche Rotorwicklung vorstellt. Wir untersuchen die Maschine zuerst im Synchronismus.

Im Synchronismus rotieren alle beiden Wicklungen synchron mit dem Feld, es wird daher nirgends eine E.M.K. induziert, und die Wicklung 4 wird von einem Strom durchflossen von der Grösse

$$J_{m_4} = \frac{E_1}{w_4}.$$

Die Grösse des Magnetisierungsstromes J_{m_4}, und demgemäss die Grösse des Feldes sind daher lediglich von dem Widerstand w_4 abhängig. Der Strom J_{m_4} ist reiner Wattstrom.

In Fig. 26 stellt $\overline{bd}$ sowohl E_1, als J_{m_4}, als das Feld des Motors dar.

Wir wollen nun zu einem beliebigen Belastungszustand übergehen, wollen aber die vereinfachende Annahme machen, dass die Wicklung 2 widerstandslos ist.

Bleibt der Rotor relativ zum Feld zurück, so wird in der Wick-

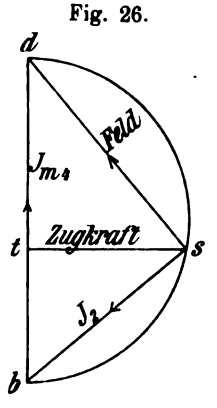
lung 2 ein Strom induziert, genau so, wie wenn das Drehfeld vom Stator aus erzeugt würde. In die Fig. 26 müssen wir

$$J_2 = \overline{s\,b}$$

einzeichnen, aus dem Grunde, weil der Rotorstrom senkrecht auf dem induzierenden Felde $\overline{s\,d}$ stehen muss.

Im Grenzzustand muss der Rotorstrom $= \overline{d\,b}$, der Statorstrom $= \overline{b\,d}$ nach der Konstruktion der Fig. 26 sein. Der Strom J_2 löscht daher das Magnetisierungsfeld, hervorgerufen vom Strom $J_{m_4} = \overline{b\,d}$, vollkommen aus, und im Stillstand hat der Motor kein Feld.

Fig. 26.



Der Motor zeigt die merkwürdige Eigenschaft, dass sein Wattkonsum konstant ist. Die Zugkraft und Leistung lässt sich durch

$$\overline{s\,t} \cong \overline{b\,s}\,.\,\overline{s\,d}$$

darstellen, und hieraus ergibt sich, dass der Motor nur 50 % seines Wattkonsums leisten kann. Der Wirkungsgrad beträgt daher — selbst bei widerstandsloser Wicklung 2 — 0 % beim Stillstand und Synchronismus und erreicht ungefähr 50 % bei günstigster Tourenzahl.

Der Motor ist streuungsfrei, da er nur Wicklungen auf dem Rotor, also in denselben Nuten besitzt. Der Motor mit nur einer Rotorwicklung und Widerständen zwischen den Lamellen verhält sich ebenso wie der untersuchte, und die letztgenannte Konstruktion zeigt noch überzeugender, dass der Motor streuungsfrei sein muss.

Um so beachtenswerter ist es, dass auch das Diagramm dieses Motors ein Kreis ist.

17. Selbsterregung des kompensierten Generators.

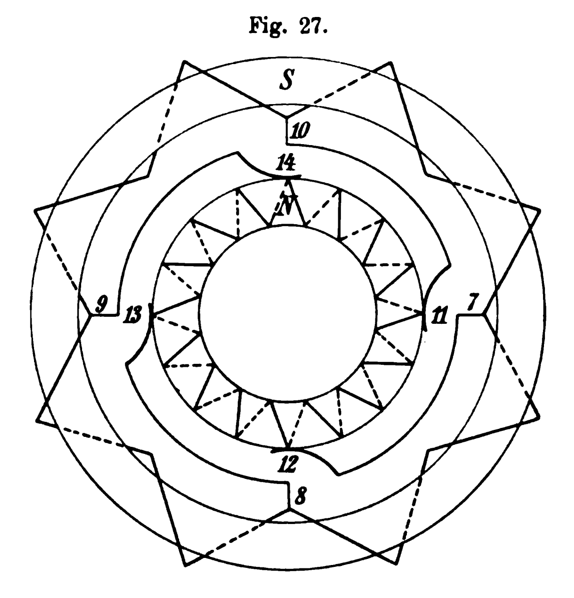
Das Verhalten der Maschinen als asynchrone Generatoren wurde bislang nicht besonders hervorgehoben. Es ist aber durch die Diagramme vollständig charakterisiert, denn es brauchen nur die Halbkreise zu Vollkreisen ergänzt und die Schlüpfungsmassstäbe verlängert zu werden, um das Verhalten der Maschinen in jedem überhaupt möglichen Belastungszustand anzugeben. Dagegen ist es noch nötig, die Möglichkeit der Selbsterregung kompensierter Generatoren zu beschreiben.

Um die Verhältnisse möglichst einfach zu gestalten, untersuchen

wir eine nur nach dem Schema Fig. 27 gewickelte Maschine, die nur die Statorwicklung 3 und die Gleichstromrotorwicklung 4 besitzt.

Angenommen, der Rotor würde rechtsläufig angetrieben, und der Sitz des remanenten Magnetismus befände sich im Rotor, so wird in dem Moment, in welchem die remanenten nordmagnetischen Kraftlinien, die mit der Rotorgeschwindigkeit rotieren, senkrecht nach oben verlaufen, in den Drähten der Wicklung 3 eine nach links, also von Klemme 7 nach 9 gerichtete E.M.K induziert, und diese ruft einen Strom hervor, der den Rotor in Richtung der Bürsten 12 bis 14 durchfliesst, und mithin das remanente Feld verstärkt.

Fig. 27.



Befindet sich dagegen der Sitz des remanenten Südmagnetismus im Stator, und hat er dieselbe Grösse wie der in Fig. 27 gezeichnete, so wird im rechtsdrehenden Rotor, d. h. in Wicklung 4 eine nach links gerichtete E.M.K. E_4 induziert, die ihrerseits einen Strom hervorruft, der durch Bürste 13 den Rotor verlässt, an Klemme 8 in den Stator eintritt und demgemäss den remanenten Magnetismus des Stators unterstützt.

Im allgemeinen dürfte sowohl der Stator als der Rotor Remanenz haben, und wenn diese im Stator und Rotor so günstig gelegen ist, wie wir in Fig. 27 angenommen haben, so wird sich die Maschine leicht erregen. Ist aber die Remanenz im Stator zwar an derselben Stelle wirksam, aber entgegengesetzt gerichtet, während die des Rotors

ungeändert geblieben ist, so wirken sich die von beiden remanenten Feldern hervorgerufenen Ströme entgegen, und die Maschine wird sich nur dann erregen, wenn das eine Feld über das andere ein gewisses Uebergewicht hat.

Zufällig können beide Felder gerade solche Grösse haben, dass sich ihre Wirkungen aufheben. Dann erregt sich der Generator überhaupt nicht.

Der asynchrone Generator wird daher in Bezug auf seine Selbsterregung nicht zuverlässig sein, er wird sich bald besser, bald schlechter erregen.

Dass die Maschine sofort zur Erregung gebracht werden kann, wenn ihr durch ihre Statorwicklung auch nur auf einen Augenblick Strom zugeführt wird, dürfte nun selbstverständlich sein.

18. Günstigstes Kompensierungsverhältnis.

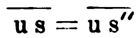
Im Vorhergehenden wurde gezeigt, dass es bei Erfüllung gewisser Bedingungen möglich ist, einen kompensierten Motor zu bauen, der bei jeder Belastung funkenfrei arbeitet. Es soll nun geprüft werden, ob die Kompensierung sich erzielen lässt, ohne kommerzielle Nachteile oder gar Unmöglichkeiten zu bedingen. Wir machen, um diese Frage beantworten zu können, folgende Ueberlegung.

Fig. 28.

Die Leistungsfähigkeit eines normalen, unkompensierten und gut gebauten Motors ist nur durch die Erwärmung des Stators bedingt.

Im Stator tritt nicht nur der konstante, relativ grosse Eisenverlust auf, sondern die Statoramperewindungen sind anch grösser als die des Rotors. Der Rotor ist daher geringer beansprucht als der Stator, da, abgesehen von den Ohmschen Verlusten, der Eisenverlust ein viel geringerer ist.

Bezeichnet $\overline{us}$ (Fig. 28) den Statorstrom eines unkompensierten Motors, bei der die zulässige Erwärmung auftritt, so können wir den Motor bei gleicher Erwärmung durch Kompensierung so weit in seiner Leistungsfähigkeit steigern, dass der Statorstrom $\overline{us}$ nunmehr reiner Wattstrom wird. Wir tragen daher $\overline{us''}$ so auf, dass



$$\overline{us} = \overline{us''}$$

und $\overline{u\,s''}$ senkrecht auf der Diagrammbasis steht. Ziehen wir nun einen Halbkreis m s″ d, der dadurch vollständig definiert ist, dass sein Mittelpunkt auf m d liegen muss, und dass er den Punkt s″ schneidet, so ist dieser Halbkreis der Hauptdiagrammkreis des gesuchten kompensierten Motors und die Verstärkungszahl des Motors ist nach Gleichung 63

$$M = \frac{\overline{m\,d}}{a\,d}.$$

Da die Streuungskoeffizienten τ_1 und τ_2 aus dem ursprünglichen Diagramm bekannt sind, lässt sich auch das Kompensierungsverhältnis K nach Gleichung 63 berechnen.

Durch die Kompensation ist das resultierende Rotorfeld von $\overline{s\,d}$ auf $\overline{s''\,d}$, also ungefähr um das M-fache gewachsen und der ungeänderte Rotorstrom J_2 erzeugt daher eine um M-mal grössere Zugkraft. Wollen wir die gleiche Schlüpfung zulassen, wie beim ursprünglichen Motor, so darf der Widerstand der Rotorwicklung 2 um das M-fache zunehmen, und demnach wird der Kupferverbrauch für die Wicklung 2 und ebenso der Platzverbrauch in den Rotornuten sich um $\frac{1}{M}$ reduzieren.

Diese Ersparnis und ein durch die gesteigerte Motorleistung der Maschine gerechtfertigter Neuaufwand an Kupfer ermöglicht uns die Herstellung der Wicklungen 3 und 4.

Dagegen kommen als Mehrkosten für die Kompensation in Rechnung die erhöhten Wickellöhne und die Ausgaben für den Kollektor. Als Aequivalent hierfür erhalten wir bei Normalleistung den Leistungsfaktor 1, bei Leerlauf sogar eine Kondensatorwirkung des Motors. In einer Kraft- oder gemischten Anlage (städtische Centrale) wird durch die Verwendung derartiger Motoren ein grosser Vorteil errungen:

Der phasenverzögerte Leerstrom von Transformatoren und gewöhnlichen asynchronen Motoren wird durch wenig belastete kompensierte Motoren ausgeglichen.

Bei Belastung der Centrale durch vollbelastete kompensierte Motoren ist der Leistungsfaktor der Anlage = 1.

Sind leerlaufende oder wenig belastete Motoren vorhanden, so können — infolge der Kondensatorwirkung der überkompensierten Motoren — die Generatoren nun um ebensoviel kleiner und billiger sein, als sie bei unkompensierten Motoren wegen des kleinen Leistungsfaktors bei nacheilendem Strom grösser und teurer sein müssen.



G. Schreibers neueste elektrische Zugsicherungseinrichtung.

Von

L. Kohlfürst, Kaplitz.

Mit 12 Abbildungen.

Bekanntlich steigert sich auf den Eisenbahnen mit der Zunahme der Verkehrsdichte, d. i. mit der Zahl der Züge einerseits, sowie mit der Zunahme der Fahrgeschwindigkeiten andererseits, gleichermassen oder vielmehr im erhöhten Masse auch das Bedürfnis nach Vorkehrungen, welche geeignet sind, die Gefahr des Auffahrens, des Streifens oder des Gegeneinanderfahrens der Züge hintanzuhalten. Diese Sicherungseinrichtungen haben also vor allem anderen die wichtige Aufgabe, die Züge auf solche Raumabstände auseinander zu halten, dass sie sich gegenseitig nie gefährden können. Das vornehmste Hilfsmittel zur Verfolgung dieses Zweckes, der sogenannten Zugdeckung, bilden natürlich die Eisenbahnsignale, und zwar namentlich die sichtbaren Signale, weil diese den grossen Vorzug besitzen, im allgemeinen von nennenswerterer Fernwirkung zu sein als die hörbaren Signale, und weil sie insbesondere auch hinsichtlich der Zahl von Signalzeichen, welche dargestellt werden sollen, sowie betreffs der Zeitdauer, während welcher ein Zeichen unveränderlich sichtbar bleiben soll, keiner Beschränkung unterworfen sind.

Je grösser die Zahl der Züge auf einer Eisenbahnstrecke anwächst, desto häufiger bezw. rascher werden sie aufeinander folgen und um so grösser wird auch die Zahl der zur Regelung und Sicherung dieses Verkehrs erforderlichen Signale werden; ebenso zweifellos ist es, dass diejenigen, welche von den in Bewegung begriffenen Zügen aus die Signale beobachten und denselben Folge leisten sollen, hierzu um so weniger Zeit und Ueberlegungsfrist zur Verfügung haben, je schneller die Züge fahren. Diese beiden Umstände erschweren also die Signalauffassung ganz wesentlich und sind an sich schon geeignet, die Zuverlässigkeit der lediglich auf Signalgebung aufgebauten Zugdeckungseinrichtungen zu beeinträchtigen. Hierzu kommt noch, dass auf den Zügen sowohl die Sehkraft als das geistige Auffassungs-

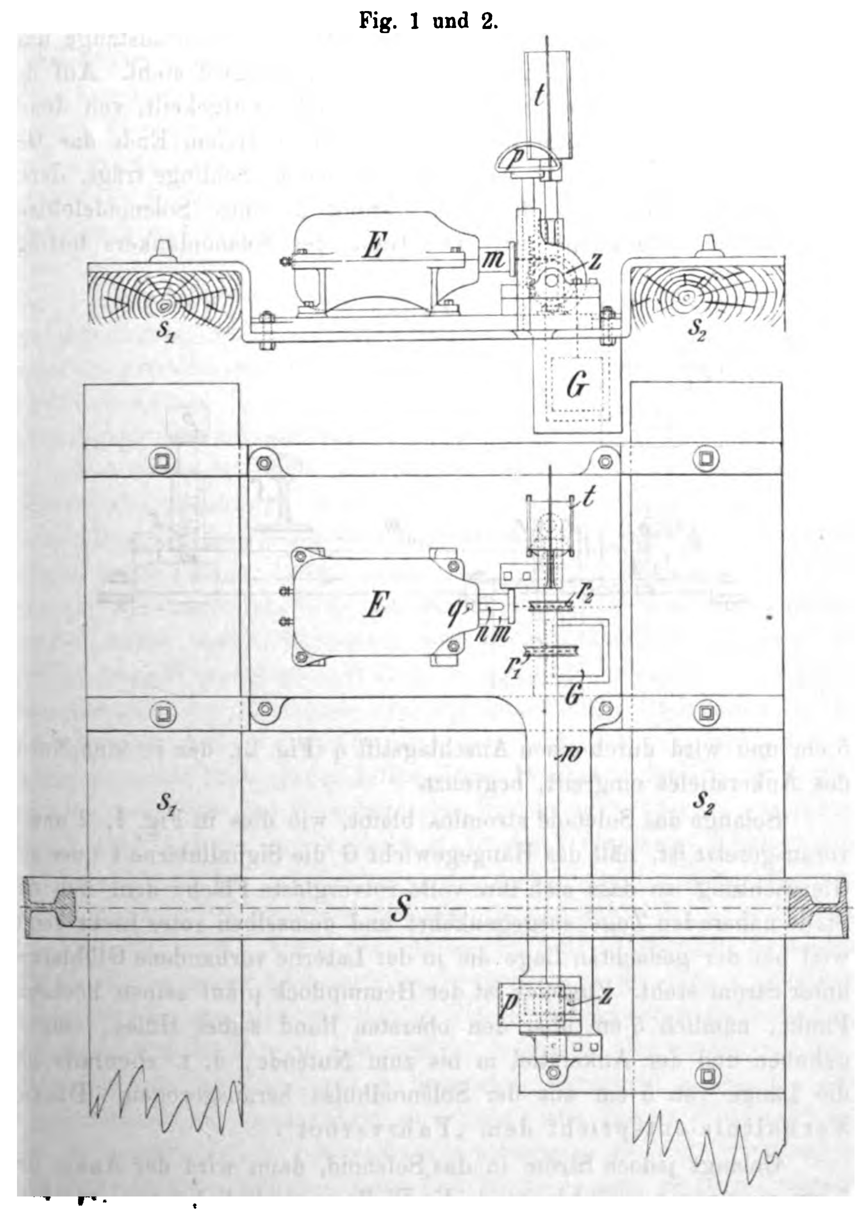
vermögen des Signalempfängers gerade im ausschlaggebenden Augenblick durch die verschiedenen anderen Dienstverrichtungen oder infolge Undurchsichtigkeit der Luft bei Regen, Schnee, Nebel, Staub, Rauch oder dergleichen, ferner durch örtliche Hindernisse in Einschnitten, Krümmungen u. s. w., durch optische Täuschungen oder plötzliche Erkrankung und so fort herabgemindert, abgelenkt, irregeführt oder völlig gestört werden kann.

Hieraus erklärt sich die durch die Erfahrung nur zu reichlich erhärtete Thatsache, dass die Wahrnehmung und die davon abhängige Wirksamkeit der sichtbaren Signale auf Eisenbahnen mit sehr dichtem Zugverkehr oder mit Zügen von besonders grossen Fahrgeschwindigkeiten, einzig nur durch das Vorhandensein solcher Signalanlagen, mögen dieselben auch sonst von tadellosester Anordnung und bester Betriebseinrichtung sein, noch keineswegs als absolut gesichert angesehen werden können. Vielmehr sollen Zugdeckungseinrichtungen, damit sie in vorgedachter Richtung für vollständig einwandfrei gelten dürfen, eine Verschärfung der Gefahrsignale vorsehen, in der Art, dass das letztere auf den fahrenden Zügen in unmittelbarster Nähe des Zuglenkers durch ein besonderes Meldezeichen vorherverkündet wird, wonach eine Nichtbeachtung sozusagen ausgeschlossen erscheint. Soll überdem bezüglich des Signals, welches einem Zuge das Anhalten befiehlt, nicht nur die Wahrnehmung an massgebender Stelle, sondern auch für alle Fälle die richtige Befolgung dieses Signalauftrages verbürgt werden, was ja die äusserste erstrebenswerte Sicherheit bedeuten würde, so bleibt eben nur übrig, die Zugbremsen selber in die Signalanlagen mit einzubeziehen, indem man sie derart anordnet, dass sie durch entsprechend weit vor der Gefahrstelle standfest in der Bahnstrecke eingebaute und vom zugehörigen sichtbaren Haltsignal zwangläufig gesteuerte Zwischenvorrichtungen selbstthätig in Wirksamkeit gesetzt wird, unter welcher Voraussetzung also der Zug vor jedem Haltsignal auch ohne Zuthun seines Lenkers die Fahrt einstellt.

Bei einigen der neuesten Zugdeckungseinrichtungen haben die Erfinder dem eben besprochenen Standpunkt bereits Rechnung getragen und in diesem Sinne ist auch die G. Schreibersche Anordnung durch einen besonderen Teil ausgezeichnet, der in jenen Fällen, wo einem Zuge die Fahrt verboten wird, die Zugbremse selbstthätig wirksam zu machen hat. Hierzu bedarf es, wie bereits weiter oben angedeutet wurde, zweier für sich abgesonderter Vorrichtungen, nämlich einer auf der Bahnstrecke zunächst der Gefahrstelle und einer an jedem Zug. Die erstere dieser beiden Anordnungen (Fig. 1, 2 und 3) besteht aus

einem der Höhe nach verschiebbaren stählernen Hemmpflock p und einer um 90° drehbaren flachen Laterne t, von denen der erstere

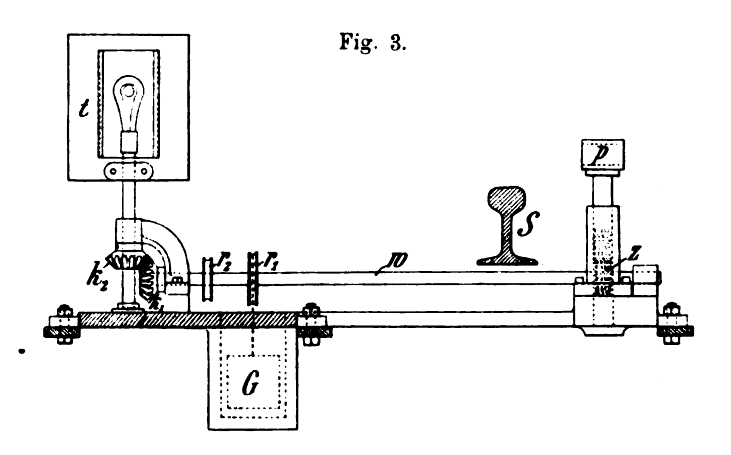
Fig. 1 und 2.



innerhalb und die letztere ausserhalb des Fahrgleises angebracht ist, wie es deutlich der Grundriss Fig. 2 und die Seitenansicht Fig. 3 er-

sehen lassen. Die Lage des Hemmpflockes wie jene der Signallaterne hängt von einer Welle w ab, welche senkrecht zum Gleis liegend, einerseits mit der Laternenspindel durch eine Kegelradübersetzung k_1 k_2, andererseits mit dem Hemmpflock, dessen Stiel als Zahnradstange ausgebildet ist, vermittelst eines Zahnrades z in Eingriff steht. Auf der Welle w sind ferner zwei Rillenscheiben r_1 und r_2 aufgekeilt, von denen r_1 eine Stahldrahtschlinge aufnimmt, an deren freiem Ende das Gewicht G hängt, während r_2 ebenfalls eine solche Schlinge trägt, deren freies Ende jedoch an dem Ankerknopf n eines Solenoidelektromagnetes E festgeknüpft ist. Der Gang des Solenoidankers beträgt

Fig. 3.



5 cm und wird durch einen Anschlagstift q (Fig. 2), der in eine Nut n des Ankerstieles eingreift, begrenzt.

Solange das Solenoid stromlos bleibt, wie dies in Fig. 1, 2 und 3 vorausgesetzt ist, hält das Hängegewicht G die Signallaterne t quer zur Gleisrichtung, so dass sich ihre volle rotverglaste Fläche dem sich der Stelle nähernden Zuge entgegenkehrt und demselben rotes Licht zeigt, weil bei der gedachten Lage die in der Laterne vorhandene Glühlampe unter Strom steht. Zugleich ist der Hemmpflock p auf seinen höchsten Punkt, nämlich 5 cm über den obersten Rand seiner Hülse, emporgehoben und der Ankerstiel m bis zum Nutende, d. i. ebenfalls um die Länge von 5 cm aus der Solenoidhülse herausgezogen. Dieses Verhältnis entspricht dem „Fahrverbot“.

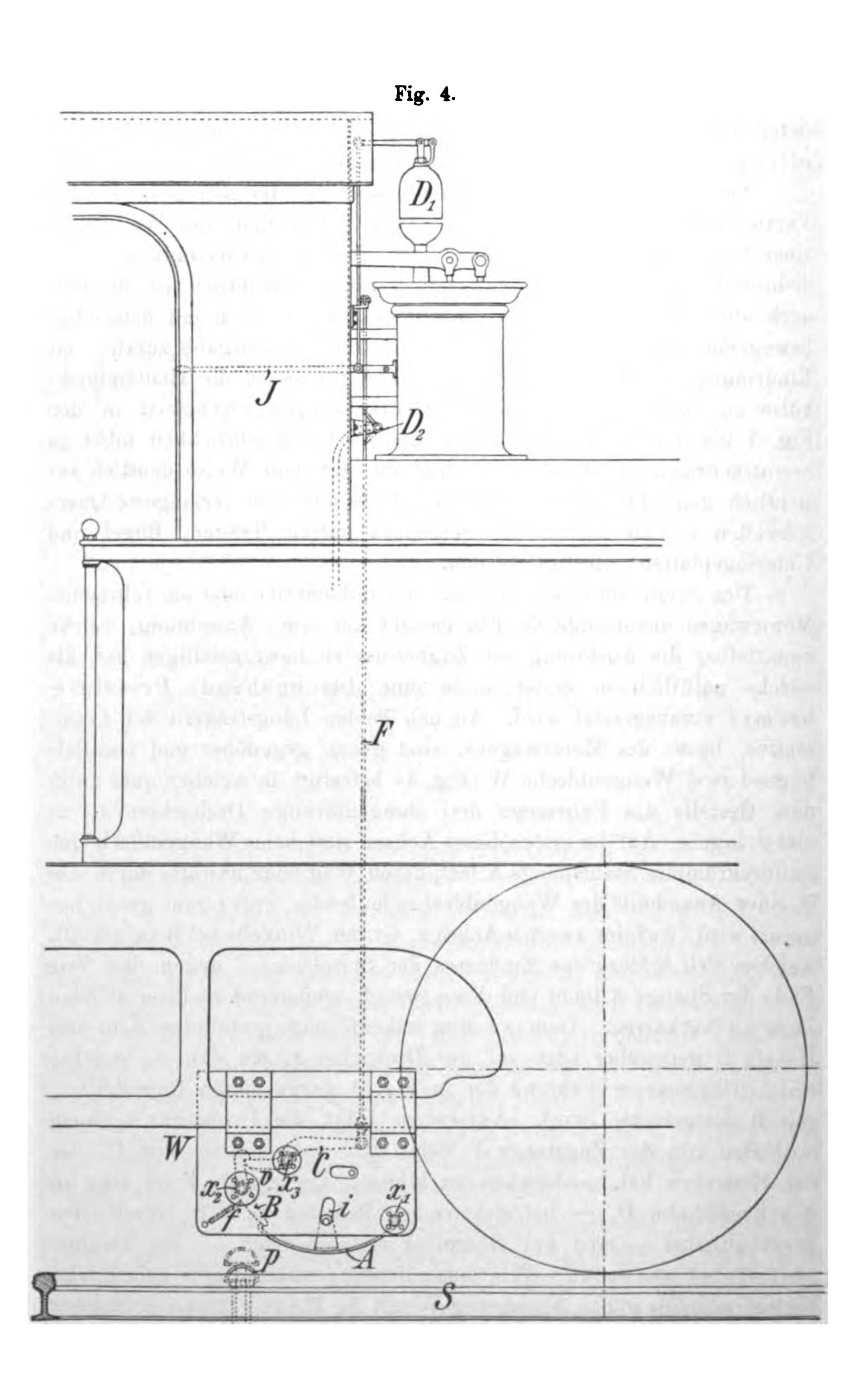
Gelangt jedoch Strom in das Solenoid, dann wird der Anker um 5 cm eingezogen und hierdurch die Welle w nach links gedreht, d. h. das Hängegewicht G gehoben. Hierbei stellt sich gleichzeitig die Signallaterne parallel zum Schienenstrang S, während der Hemmpflock p

nach unten geschoben wird, so dass er nunmehr gegen vorhin um 5 cm tiefer liegt. Diese zweite Lage der Laterne und des Hemmpflockes entspricht dem Verhältnisse für „Freie Fahrt“.

Selbstverständlich sind die sämtlichen Teile der eben geschilderten Vorrichtung angemessen geschützt, zu welchem Ende die Welle w in einer besonderen Verschlussröhre liegt und alle Uebertragungen von dichten Blechhauben eingeschlossen werden; namentlich ist diesfalls auch eine an dem Hemmpflock p angebrachte und sich mit demselben bewegende Blechglocke anzuführen, welcher die Aufgabe zufällt, das Eindringen von Staub, Regenwasser oder Schnee in die Hemmpflockhülse zu verhindern. Diese Schutzvorkehrungen erscheinen in den Fig. 1 bis 3 nicht eingezeichnet, um die Uebersichtlichkeit nicht zu beeinträchtigen, wohl aber ist dort die Art und Weise deutlich ersichtlich gemacht, wie die einzelnen Teile auf zwei verlängerte Querschwellen s_1 und s_2 des Gleisoberbaues mittels Träger, Bügel und Unterlagsplatten befestigt werden.

Der zweite am Zuge, d. h. auf der Lokomotive oder am führenden Motorwagen anzubringende Teil besteht aus jener Anordnung, welche unmittelbar die Auslösung der Zugbremse zu bewerkstelligen hat, als welche natürlich in erster Linie eine durchgehende Pressluftbremse vorausgesetzt wird. An den beiden Längsträgern der Lokomotive, bezw. des Motorwagens, sind genau gegenüber und parallelliegend zwei Wangenbleche W (Fig. 4) befestigt, in welchen quer unter dem Gestelle des Fahrzeugs drei stangenförmige Drehachsen x_1, x_2 und x_3 lagern. Auf der ersten dieser Achsen sitzt beim Wangenblech eine sanftgekrümmte Stahlspange A fest, deren Weg nach abwärts durch den in einen Ausschnitt des Wangenbleches laufenden Stift i ganz genau begrenzt wird. Auf der zweiten Achse x_2 ist der Winkelhebel B aufgekeilt, welcher sich infolge des Einflusses der Spiralfeder f gegen das freie Ende der Spange A lehnt und diese zwingt, andauernd in ihrer tiefsten Lage zu verharren. Dem zweiten hakenförmig gestalteten Arm des Hebels B gegenüber sitzt auf der Drehachse x_3 ein Arm v, welcher ersichtlichermassen während der in Fig. 4 dargestellten Ruhestellung von B festgehalten wird. Ausserdem trägt die Drehachse x_3 auch noch den von der Zugstange F belasteten festgekeilten Arm C, der das Bestreben hat, niederwärts zu kippen. Die Stange F ist aber an den Bremshahn D_2 — bei elektrischen Bremsen an den betreffenden Einschalthebel — und bei Dampflokomotiven auch an den Dampfpfeifenhebel angelenkt. Wie aus diesen Ausführungen hervorgeht, besteht also die ganze Anordnung W mit A, B und v genau in gleicher

Fig. 4.



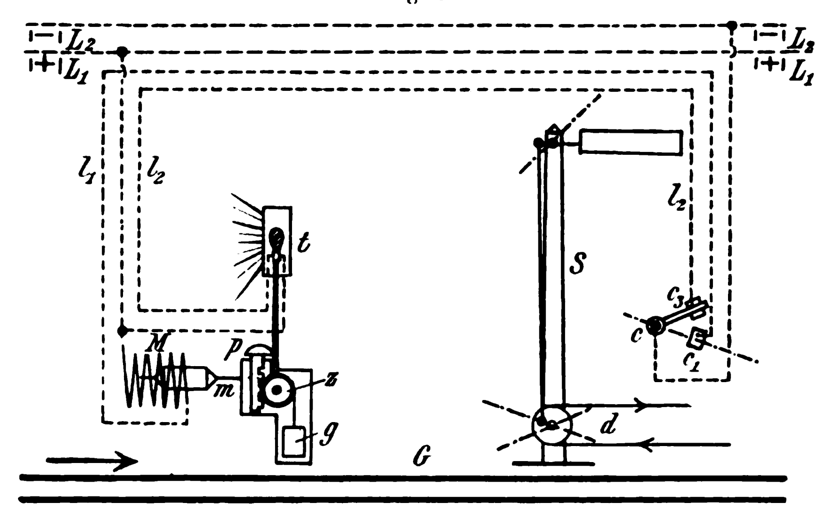
Weise auf jeder der beiden Längsseiten des damit ausgerüsteten Fahrzeuges, und nur der Arm C ist abgesondert an jener Stelle der Drehachse x_3 festgemacht, von wo aus gemäss der örtlichen Konstruktion die zum Bremshahn anzuschliessende Zugstange F am leichtesten und zweckmässigsten hochgeführt werden kann. Was die Stahlspange A anbelangt, so liegt dieselbe genau so, dass sie, wenn der Zug eine Bahnstelle überfährt, wo ein in Fig. 1 bis 3 dargestellter erster Teil der Einrichtung ins Gleis eingebaut ist, unbedingt entweder auf den früher geschilderten Hemmklotz p (Fig. 1, 2, 3 und 4) aufläuft oder ohne denselben zu berühren in der senkrechten Ebene über ihn hinweg gelangt, je nachdem die Vorrichtung auf der Strecke für Halt oder für Freie Fahrt eingestellt ist.

Ersterenfalls trifft A (Fig. 4) den hochgehobenen Klotz p und wird demzufolge nach aufwärts gedreht, so dass das freie Ende den Hebel B zur Seite drückt. Hierdurch verliert die Drehachse x_3 ihre bisherige Hemmung bei v, und der Hebel C kippt daher niederwärts, d. h. die Stange F senkt sich frei nach unten, wobei ihr Gewicht zugleich das Oeffnen des Bremshahns und bezw. der Dampfpfeife bewirkt. Nach jeder solchen Auslösung geht die Spange A, sobald sie über p hinweggekommen ist, vermöge ihres Eigengewichtes und der Wirkung der Feder f in ihre gewöhnliche Ruhestellung zurück und auch x_2 bezw. die Hebel B erhalten gleicher Weise wieder ihre Normallage; hingegen kann die Achse x_3 mit ihren Armen v und C samt der Stange F nur vom Zuglenker bezw. Lokomotivführer in die unthätige Lage zurückgebracht werden, wenn derselbe den Dampfpfeifenhebel J oder sonst einen etwa eigens für diesen Zweck angebrachten Einlösehebel hochhebt, wodurch dann die Arme v an ihrem ursprünglichen Platz unter den Hakenenden der Hebel B einfallen. Die zur Bremsenauslösung dienenden Stahlspangen sind deshalb auf allen zwei Längseiten des Fahrzeuges vorhanden, damit die Bremsenbethätigung für alle Fälle erfolgt, gleichgültig, ob das Fahrzeug recht oder verkehrt läuft und ob die Hemmklötze im Gleis zunächst des rechten oder linken Schienenstranges eingelegt sind. Auf eingleisigen Strecken wird allerdings nur eine der Stahlspangen und die zweite bloss bedingungsweise in Betrieb zu stellen sein.

Befindet sich die Streckeneinrichtung, während ein Zug darüber wegfährt, in der Lage für Freie Fahrt, dann liegt eben der Hemmklotz um 5 cm tiefer, d. i. so niedrig, dass er von der Stahlspange A nicht erreicht wird, weshalb denn auch in diesem Falle eine selbstthätige Bremsenauslösung unterbleibt.

Wie solche Einrichtungen in Verbindung mit standfesten Streckensignalen augewendet werden können, lässt beispielsweise Fig. 5 ersehen. Es ist hier vorausgesetzt, dass der zum Solenoidbetrieb erforderliche Strom von 0,8 Amp. zu 100 Volt Spannung von irgend einer der nächsten Stationen oder von sonst einem Elektrizitätserzeugungspunkte her mittelst der Leitungen L_1 und L_2 sowohl an der eigentlichen Signalstelle bei S, als an der vorgeschobenen Deckungsstelle zugeführt sei. Letzte hat es zu verhüten, dass ein mit dem standfesten Signal S erteiltes Fahrverbot weder übersehen werde, noch unbefolgt bleiben könne. Behufs dessen befindet sich am Signal S ein in Fig. 5 abgesondert dargestellter Schalter c, c_1, c_3,

Fig. 5.



welcher sich in Uebereinstimmung mit dem Signalmittel — sei es, wie in Fig. 5, der Arm eines Mastsignals, sei es die Drehspindel einer Wende- oder einer Klappscheibe — derart bewegt, dass bei der Haltlage des Signals der Stromweg c c_3 geschlossen ist, wie es die Zeichnung ersehen lässt, während bei der Lage für Freie Fahrt dieser Stromweg aufhört und dafür jener von c nach c_1 hergestellt wird. Ausser durch L_1 und L_2 sind die beiden Bahnstellen, welche hinsichtlich ihres Abstandes ganz den örtlichen Bedürfnissen angepasst werden können, da die elektrische Verbindung hierin keinerlei jener Beschränkungen unterliegt, wie mechanische Fernsignalbetriebe, noch durch zwei Stromleitungen l_1 und l_2 miteinander verbunden. Gemäss dieser Anordnung befindet sich, so lange S auf Halt steht, die Lampe

in t von L_1 über t, l_2, c_3, c und L_2 unter Strom; t zeigt sonach einem sich am Fahrgleis G in der Richtung des eingezeichneten Pfeiles etwa annähernden Zug die volle beleuchtete Laternenfläche entgegen. In diesem Falle dient t ausgesprochenermassen lediglich als Vorsignal und kann daher statt rot, je nach den Signalvorschriften der betreffenden Eisenbahn, vielleicht weiss-grün, grün, grün-rot oder rotweiss verglast sein. Hält der Zug nicht schon früher, so wird er durch den vom Hängegewicht q hochgehobenen Hemmpflock p selbstthätig gehemmt.

Wird hingegen durch S einem kommenden Zug die Fahrt erlaubt, so hört die Lampe in t zu brennen auf; dafür läuft der Strom von L_1 über M, l_1, c_1, c, L_2, und das thätig gewordene Solenoid hat mit seinem Anker das Hängegewicht q gehoben bezw. p gesenkt und t um 90° zurückgedreht, so dass der gedachte Zug weder ein sichtbares Vorsignal vorfindet, noch an der Bremse eine Auslösung erleidet und sonach ungehindert seine Fahrt fortsetzt.

Die eben geschilderte Einrichtung gewährleistet also dasjenige, was neuerer Zeit hinsichtlich der Verschärfung der Haltsignale angestrebt wird, und erfüllt namentlich auch das Programm des Erlasses, welchen in dieser Angelegenheit der Minister für öffentliche Arbeiten am 18. September 1899 an die grossen französischen Eisenbahnen hinausgegeben hat, im weitgehendsten Masse, da die Verschärfung eine doppelte ist; einmal durch das sichtbare Vorsignal, das zweite Mal durch das äusserste aller Sicherungsmittel, die selbstthätige Zugbremsung. Auch liegt ohne weiteres die Möglichkeit vor, eine Vervollkommnung anzufügen, welche im vorgedachten Erlass als wünschenswert angeführt erscheint und dazu dienen soll, durch bleibende Aufschreibungen hinterher feststellen zu lassen, wenn eine Ueberfahrung der Warnungsstelle stattgefunden hat und bei welcher Fahrgeschwindigkeit. Diese Füglichkeit ist vorliegendenfalls sozusagen eben nur eine Geldfrage, da es keinem Hindernis unterliegt, das mit der Bremsenauslösung versehene Fahrzeug auch mit irgend einem erprobten registrierenden Geschwindigkeitsmesser auszustatten, an dem sich das Abfallen der Stange F, Fig. 4, kennzeichnet.

An der Hand der Fig. 5 lässt sich unschwer die Erkenntnis schöpfen, dass die hier an ein standfestes Streckensignal gebundene Sicherungseinrichtung alle Eignung besitzt, um ohne Schwierigkeiten die Abänderung und Ausgestaltung zu einem selbstthätigen Blocksignalsystem zu gestatten, sobald man die Steuerung des Schalters c, c_1, c_3, welche bei der in Fig. 5 dargestellten Anordnung durch die

Bewegungen des sichtbaren Hauptsignals S, d. h. mittelbar durch die von Hand zu stellende Drahtzugvorrichtung d geschieht, dem fahrenden Zug überantwortet. In der That ist bereits die erste von G. Schreiber durch die Firma Gustav Schmidt u. Sohn in Kolmar im Jahre 1902 zur Ausführung gekommene praktische Anlage auf der mit Dampflokomotiven betriebenen normalspurigen Industriebahn, welche die Werke Muttershausen, Neuschmelz und Lindl (Lothringen) mit der deutschen Reichsbahnstation Bannstein verbindet, im obigen Sinne eingerichtet. Die 5,3 km lange eingleisige Hauptstrecke Bannstein-Muttershausen hat nämlich etwa 2 km vom Anfangspunkt entfernt eine Abzweigung nach Lindl und bei 3,11 km eine Zweiglinie nach Neuschmelz. Diese beiden ebenfalls eingleisigen Nebenstrecken werden mit Hilfe der Schreiberschen Blockeinrichtung durch die auf der Hauptstrecke verkehrenden Züge beim Einfahren selbstthätig gesperrt und bei der Ausfahrt ebenso selbstthätig wieder freigegeben, während umgekehrt durch die auf der einen oder anderen Abzweigung verkehrenden Züge in übereinstimmender Weise die Hauptstrecke und die zweite Zweigstrecke abgesperrt oder freigegeben werden. An jeder Blockstelle befindet sich zuvörderst die in Fig. 1 bis 3 dargestellte Einrichtung, bestehend aus einer Signalscheibe mit roter Verglasung (für Tag- wie für Nachtsignale) und einem Hemmpflock; sämtliche Lokomotiven sind daher mit der in Fig. 4 dargestellten Bremsenauslösung versehen. Die einzelnen Blockstellen stehen untereinander mittels Stromleitungen derart in Verbindung, dass durch die Lage für Halt, welche der Signalvorrichtung einer Blockstelle von einem Zuge erteilt wird, sämtliche feindlichen Richtungen ebenfalls durch Haltsignal abgesperrt werden, sowie umgekehrt, dass alle diese Fahrverbote wieder gleichzeitig aufgehoben werden, wenn der in Frage stehende Zug den Blockabschnitt verlässt und das Ausfahrtsignal hinter sich auf Freie Fahrt zurückstellt.

Behufs Steuerung des sichtbaren Signals und des Hemmpflockes befindet sich innerhalb jedes Blockabschnittes ein besonderer Streckenstromschalter, der gleichsam den in Fig. 5 bei c, c_1, c_3 gekennzeichneten Schalter vertritt und von der Lokomotive jedes vorüberkommenden Zuges thätig gemacht wird. Derselbe liegt stets neben dem rechtsseitigen Schienenstrang — auf die Fahrtrichtung der Züge bezogen — ausserhalb des Gleises auf zwei Querschwellen des Oberbaues und besteht aus einem Gestellbock, in welchem eine kurze wagrechte Drehachse lagert. Auf der letzteren steckt eine stählerne

Speiche, welche eine kräftige Spiralfeder in der senkrecht nach aufwärts gekehrten Lage festhält. Fährt eine Lokomotive an dem Streckenstromschalter vorbei, so erfasst ein am Lokomotivgestelle angebrachter bogenförmiger Bügel die vorgedachte Speiche und kippt sie zur Seite; hierbei wird gleichzeitig eine Sperrscheibe mitgedreht, die hinter einen federnden Zahn einfällt und dadurch den Stromschluss bewirkt, da sie einen mit Kontaktstiften versehenen Arm in ein mit der Leitung verbundenes Quecksilbergefäss eintaucht.

Obwohl nun die Speiche sich wieder senkrecht stellt, sobald die Druckwirkung des Lokomotivbügels aufgehört hat, bleibt die durch den eingeschnappten Sperrhaken festgelegte Kontaktstellung des Stromschliessers ungeändert, bis wieder ein anderer solcher Streckenstromschalter thätig gemacht wird, wenn nämlich derselbe Zug in einen nächsten Blockabschnitt eingefahren und durch eine zweite Blockstelle hinter sich gedeckt ist, oder wenn er die Strecke überhaupt ganz verlassen hat.

Diese selbstthätige Blocksignalanlage der Industriebahn in Muttersbausen arbeitet seit ihrer Inbetriebsetzung tadellos und hat das lebhafte Interesse der Fachleute geweckt, die es sich vielfach angelegen sein liessen, die Einrichtung an Ort und Stelle zu studieren, obwohl dieselbe, lediglich den örtlichen Verhältnissen angepasst, in der ausgeführten Betriebsform von vorhinein für grössere, anspruchsvollere Eisenbahnen nicht gut verwendbar gelten konnte. Die Ausnutzung des zum Betriebe der Sicherungsanlage dienenden Gleichstromes von 1 Ampère und 120 Volt Spannung, welcher vom Werke in Muttershausen geliefert wird, erfolgt nämlich aus wirtschaftlichen Gründen, d. h. weil die zugfreien Pausen auf den in Rede stehenden Strecken wesentlich länger sind als die Verkehrszeiten der Züge, nur während der erforderlichen Zugdeckungen in der Weise, dass die Haltlage der Blockposteneinrichtung an Dauerstrom, die Freilage hingegen an Stromlosigkeit gebunden ist (vergl. Zeitschrift für Elektrotechnik vom 26. April 1903, Heft 17, S. 245 und Dinglers polytechn. Journ. vom 30. Mai 1903, Heft 22, S. 346). Allein gerade gegen diese Schaltungsform muss bekanntlich der Vorwurf erhoben werden, dass sie den strengeren Anforderungen, welche der Signaltechniker an ähnliche Sicherungen zu stellen hat, nicht genügend entspricht, weil bei ihr das Versagen der Stromquelle oder das Reissen von Stromzuführungsdrähten falsche gefährliche Entblockungen nach sich ziehen könnte.

Im Verlaufe der letzten Jahre hat nun G. Schreiber, unterstützt von Gustav Schmidt u. Sohn in Kolmar, das Signalsystem

weiter ausgebildet, wobei nicht nur in erster Linie dem vorhin erwähnten Mangel in der Stromschaltung grundsätzlich ausgewichen, sondern auch einer Reihe anderer von Fachleuten als wünschenswert angegebenen Verbesserungen Rechnung getragen wurde, so dass sich die Einrichtung in ihrer jetzigen Form so ziemlich allen Bedürfnissen einwandfrei anpassen lässt.

Zufolge dieser Neuerungen besitzt nun der Streckenstromschliesser die in Fig. 6, 7 und 8 ersichtlich gemachte Anordnung, welche in gusseisernen, auf den Figuren weggelassenen Schutzkästen eingebaut, neben dem Gleis mittels einer Gestellplatte auf zwei verlängerten Oberbauschwellen in ähnlicher Weise wie die Signal- und Hemmpflockvorrichtungen (Fig. 1 und 2) festgeschraubt wird. Den unmittelbar vom Zug beeinflussten Teil bildet die mit einer sichtbaren Rillenscheibe s_1, Fig. 6, verbundene, zu oberst mit einem Kopf aus gehärtetem Stahl versehene Kippspeiche k, g, welche auf der im Gestellbock gelagerten Drehachse o_1 (Fig. 6, 7 und 8) festgekeilt ist. In seiner senkrecht nach aufwärts gekehrten Ruhestellung wird der Arm k, g durch eine über die Rillenscheibe s_1 (Fig. 6) geschlungene Kette k_1 festgehalten, deren freies Ende an einer am Gestellboden festgespannten kräftigen Blattfeder f anschliesst. Die Drehung, welche der Federdruck auf diese Weise der Scheibe s_1 bezw. dem Arm k, g zu erteilen bestrebt ist, wird durch einen gewöhnlichen Anschlagzapfen aufgehoben, der, aus der Vorderwand des Gestelles vorstehend, den Weg von s_1 angemessen begrenzt. Nach rückwärts ist die Rillenscheibe s_1 als Ringsachse o_2 (Fig. 7 und 8) ausgebildet, welche den segmentförmigen Mitnehmerbacken v_1 trägt. Dieser Mitnehmer reicht in den Hohlraum einer Trommelscheibe s_2 hinein, welche ihrerseits lose auf o_2 sitzt und nach innen ebenfalls einen segmentförmigen Mitnehmerbacken v_2 hat, der sich während der Ruhelage der Vorrichtung unmittelbar und dicht an v_1 lehnt, wie es Fig. 6 und 8 darstellt, weil die am äusseren Umfange ähnlich wie s_1 mit einer Rille versehene Trommel s_2 durch eine in diese Rille eingelegte Kette k_2 und durch die daran befestigte Spiralfeder f_1 unausgesetzt im gedachten Sinne beeinflusst ist. Eben um diesen gegenseitigen, vermöge der Mitnehmerbacken v_1 und v_2 bestehenden Eingriff der beiden Scheiben s_1 und s_2 in der Darstellung um so deutlicher ersichtlich zu machen, sind in den beiden Fig. 7 und 8 die vorderen Teile der Vorrichtung, namentlich also der vordere Teil der Hülse o_2, d. i. die eigentliche Scheibe s_1 mit der Kippspeiche k, g und den zugehörigen Nebensachen weggelassen worden.

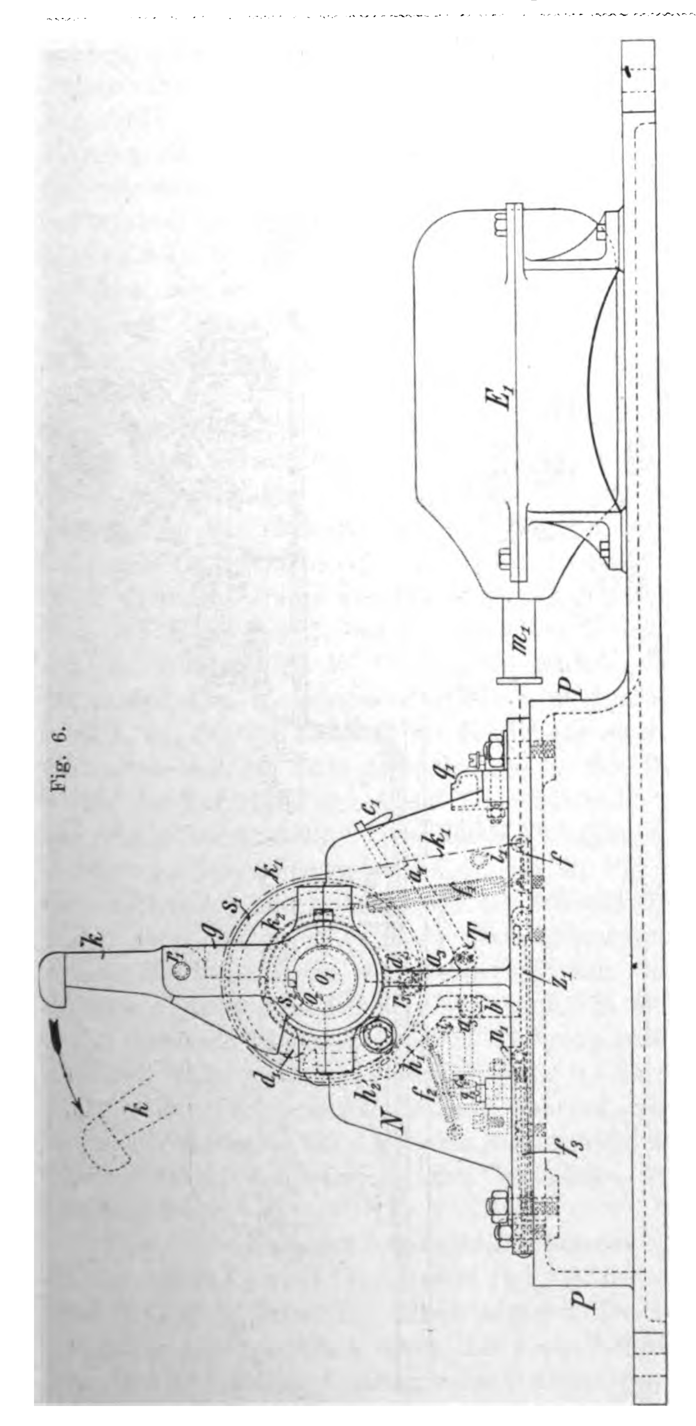


Fig. 6.

Am Rande der Scheibentrommel s_2 stehen zwei Daumen d_1 und d_2 vor, welchen die besondere Aufgabe zufällt, die Arbeitslage der Scheibe und jene der eigentlichen Kontaktvorrichtung zu bestimmen. Wird nämlich die Kippspeiche k, g (Fig. 6) durch einen die Stelle passierenden Zug in der vom eingezeichneten Pfeil angedeuteten Richtung zur Seite gedrückt, so nimmt die Speiche bezw. s_1 auch die Trommel s_2 in gleicher Richtung mit, weil doch v_1 gegen v_2 drückt. Zufolge dieser Drehung der Trommelscheibe s_2 schiebt der Daumen d_1 einen zweiarmigen, von der Spannfeder f_2 beeinflussten Winkelhebel h_1 h_2

Fig. 7.

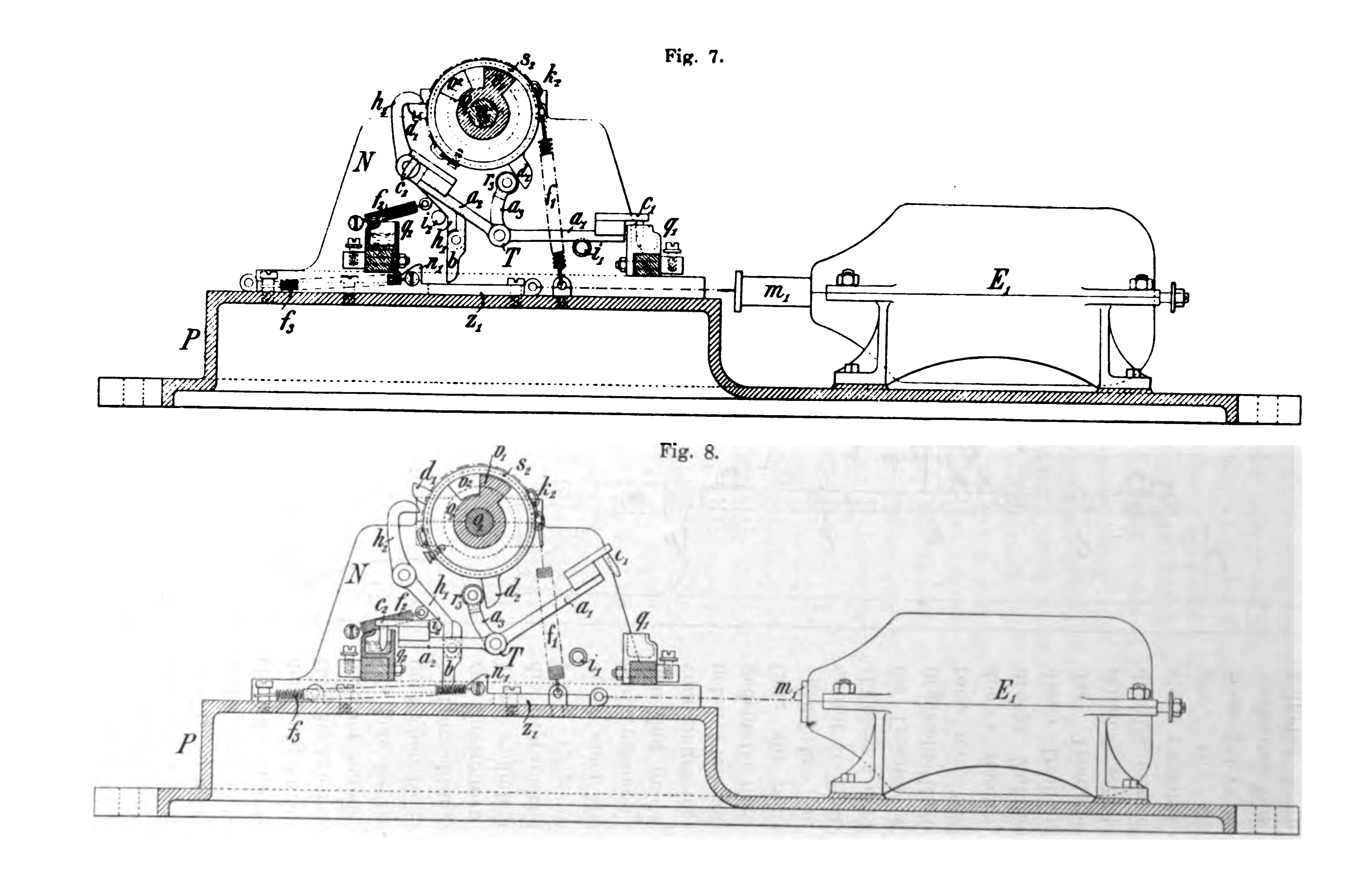


Fig. 8.

zur Seite, bis ersterer unter das hakenförmige Ende h_2 gelangt und letzteres über ihm einschnappt. Wenn dann die Kippspeiche in dem Augenblick, wo das auf den Streckenstromschalter einflussnehmende Fahrzeug des Eisenbahnzuges vorübergelangt ist, der Ketten- bezw. Federspannung von k_1 und f folgend wieder in die senkrechte Lage zurückkehrt, kann die Trommel s_2 trotz des im gleichen Sinne wirkenden Zuges der Kette k_2 bezw. der Feder f_1 sich nicht mit zurückdrehen, weil dies, wie es in Fig. 7 dargestellt erscheint, der Sperrhaken h_2 verhindert. Soll späterhin auch die Trommelscheibe s_2 ihre Ursprungslage zurückerhalten, so kann dies lediglich auf elektrischem Wege geschehen, indem nämlich der zur Ausrüstung des Streckenstromschalters gehörige Solenoidelektromagnet E_1 erregt wird, so dass er seinen Anker einzieht. Das Ende des Ankerstieles m_1 ist nämlich durch ein Stahldrahtseil oder eine Kette mit einem am Gestellboden in Führungsrollen laufenden Schlitten z_1 verbunden, der für gewöhnlich durch die Spannfeder f_3 nach links gezogen wird, wie es Fig. 6 und 7 darstellt. Durch das Einziehen des Solenoidankers, der einen Weg von 5 cm macht, wird z_1 um diese Länge nach rechts verschoben. Hierbei trifft die Nase n_1 des Schlittens z_1 ein Kniestück b, das an den Arm h_1 angelenkt ist; es wird demzufolge der Winkelhebel h_1 h_2, den die Feder f_2 für gewöhnlich an den Anschlagstift i_2 drückt, so weit zur Seite gekippt, dass h_2 den Daumen d_1 loslässt, worauf der Zug der Feder f_1 die Trommelscheibe s_2 in ihre Normallage (Fig. 8) zurückstellt. Trotz dieses Rückganges behält jedoch der Schlitten z_1 bezw. der Ankerstiel m_1 die in Fig. 8 gekennzeichnete Lage natürlich genau so lange, als das Solenoid E_1 stromdurchflossen bleibt, denn erst nach Aufhören der elektromagnetischen Erregung vermag die Feder f_3 als Abreissfeder wirksam zu werden und den Schlitten z_1 samt dem Ankerstiel m_1 wieder in die Ruhelage (Fig. 6 und 7) zurückzubringen. Auf diesem Rückgang kann die Nase n_1 von b in keiner Weise gehemmt werden, da sie im Vorübergehen das Gelenkstück b einfach zur Seite knickt, während sich das letztere, sobald n_1 daran vorüber ist, durch sein Eigengewicht oder eine Scharnierfederung wieder von selbst in seine Normallage, wie sie Fig. 6 zeigt, zurückbegibt.

Den letzten Hauptteil des standfesten Streckenstromschalters bildet die eigentliche Kontaktvorrichtung, d. i. der dreiarmige Winkelhebel T (Fig. 6, 7 und 8), dessen mittlerer Arm a_3 sich infolge des natürlichen Uebergewichtes von a_1 mit einem Rollenzapfen r_3 gegen d_2 lehnt und von diesem Daumen sonach derart beeinflusst wird, dass

die Lage der Arme a_1 und a_2 lediglich von der jeweiligen Lage der Trommelscheibe s_2 abhängt. An den beiden letztgenannten Armen sind kupferne Kloben angebracht, in welchen die Kupferstifte c_1 bezw. c_2 stecken. Im Wege dieser Stifte sind am Untergestell mit Quecksilber gefüllte Rotgussnäpfe q_1 bezw. q_2 isoliert angebracht, an welche die Stromzuführungen angeschlossen sind. Befindet sich die Trommelscheibe s_2 in der Ruhelage, wie sie Fig. 6 und 8 zeigt, so ist der Arm a_1 durch d_2 hochgehoben und die Stifte c_2 sind in die Quecksilbernäpfe q_2 getaucht; hat hingegen die Trommelscheibe s_2 ihre zweite Endstellung (Fig. 7) erhalten, so ist d_2 zur Seite gedreht und a_1 rechtshin nachgerückt, d. h. nunmehr sind die Stifte c_2 isoliert und dafür die Stifte c_1 in die Quecksilbernäpfe q_1 getaucht. Im allgemeinen werden zur Ermöglichung eines Stromweges immer nur zwei nebeneinander liegende isolierte Quecksilbernäpfe und ebenso viele nebeneinander liegende voneinander nicht isolierte Kontaktstifte erforderlich sein, was jedoch keineswegs ausschliesst, dass eine grössere Zahl solcher Näpfe und Stifte behufs Herstellung der verschiedensten Stromwege Verwendung findet. Dank dieser Möglichkeit ist der geschilderte Streckenstromschalter also geeignet, nicht nur als Stromschliesser und als Stromunterbrecher zu wirken, sondern es kann ihm jede beliebige Umschaltung überantwortet werden, welche nur überhaupt in elektrischen Signalanlagen notwendig werden oder erwünscht sein mögen. Es ist dies gegenüber den gewöhnlichen Streckenstromschaltern (vergl. Elektrotechnische Vorträge, IV. Bd., S. 335) ein nicht zu unterschätzender Vorteil, wichtiger erscheint jedoch die Eigentümlichkeit, dass der Schalter nur von einem Zuge bethätigt werden kann, der aus der richtigen Richtung kommt, und dass diese Bethätigung nur ein einziges Mal möglich ist. Es darf ja keineswegs als durchaus ausgeschlossen gelten, dass ein Zug, unmittelbar nachdem er den Streckenstromschalter bereits wirksam gemacht hat, die Fahrt einstellen muss, ja vielleicht sogar genötigt sein kann, ein Stück zurückzusetzen und erst dann seine Fahrt wieder aufzunehmen. Solche oder ähnliche Aussergewöhnlichkeiten werden bei den selbstthätigen Blocksignalen, soweit diese mit Streckenstromschaltern arbeiten, in der Regel recht missliche oder selbst gefährliche Unordnungen herbeiführen können, eine Möglichkeit, die jedoch vorliegendenfalls für ausgeschlossen gelten darf. Ein Zug, der den Streckenstromschalter gehörigermassen thätig gemacht und in die Arbeitslage (Fig. 7) gebracht hat, würde, wenn er an der Stelle zurückschieben müsste, allerdings die Kippspeiche k wieder zur Seite drücken, diesmal aber in der dem ein-

gezeichneten Pfeil (Fig. 6) entgegengesetzten Richtung, wobei nur das obere Stück k ausweicht, das Stück g bezw. die Scheibe s aber nicht mit bewegt wird, weil die beiden Speichenstücke k und g nicht steif, sondern nur durch ein federndes Kniegelenk r_1 (Fig. 6) miteinander verbunden sind, so dass k wohl beim Linksdrehen, nicht aber beim Rechtsdrehen den mit der Scheibe s_1 fest verbundenen Unterteil g mitnimmt. Desgleichen erfolgt in der Schalterlage keinerlei Aenderung, wenn derselbe Zug nochmals über k hinwegfährt und k, g nebst s_1 neuerlich regelrecht nach links umlegt, denn auch hierdurch wird in der schon beim ersten Befahren hervorgerufenen Sperrlage der Trommel s_2 und des Hakenhebels $h_1 h_2$, wie sie Fig. 7 ersichtlich macht, nichts mehr geändert werden können. Schliesslich bleibt nur noch zu bemerken, dass die weiter oben erwähnte Blattfeder f (Fig. 6), welche durch Vermittlung der Kette k_1 die Scheibe s_1 nach rechts zieht und hierdurch die Kippspeiche k in der senkrechten Lage festhält, zu stark ist, um durch menschliche Kraft überwunden zu werden. Die Wirksammachung des Streckenstromschalters bleibt hierdurch ausschliesslich dem Zuge vorbehalten und es sind also weder durch zufällige Erschütterungen noch durch menschliche Böswilligkeit oder Unkenntnis u. s. w. störende Eingriffe möglich.

Wie die bisher zur Wirksammachung der Streckenstromschalter benützte Lokomotiveinrichtung angeordnet ist, lässt Fig. 9 ersehen. Die äusserst sanft gebogene, mit Bezug auf die Richtung der Fahrt immer an der rechten Seite der Lokomotive dienstbereite Gleitschiene u hat eine Länge von mindestens 1800 mm und wird von zwei Gelenken y_1 und y_2 getragen, von denen das erstere eine fixe, das letztere eine bewegliche Drehachse besitzt. Bei richtiger Arbeitslage des Gleitbogens u drückt derselbe die Kippspeiche k der Streckenstromschalter so weit seitlich, dass die Speichenkopfoberkante bei der geneigten Lage annähernd 30 mm tiefer liegt als während der senkrechten Ruhelage. Damit für jede der beiden Fahrrichtungen vorgesorgt sei, befindet sich an jeder der beiden Lokomotivlängsseiten je eine Gleitschiene u, von denen jedoch selbstverständlich nur immer eine dienstbereit sein darf. Die zwei Gleitschienen stehen deshalb durch Hebel und Wellen derart miteinander in Verbindung, dass durch Rechtsdrehen einer ähnlich wie die Spindel einer Handbremse angeordnete Schraube H die rechtsseitige Gleitschiene u aus der in Fig. 9 mit gestrichelten Linien angedeuteten hochgehobenen Lage in die mit vollen Linien dargestellte Arbeitslage herabgesenkt wird, wogegen gleichzeitig die Gleitschiene auf der linken Lokomotivseite aus der vollgezeichneten Lage in die gestrichelte ge-

langt. Erfolgt die Drehung der Schraubenspindel in entgegengesetzter Richtung, dann vollzieht sich der Wechsel in der Lage der beiden

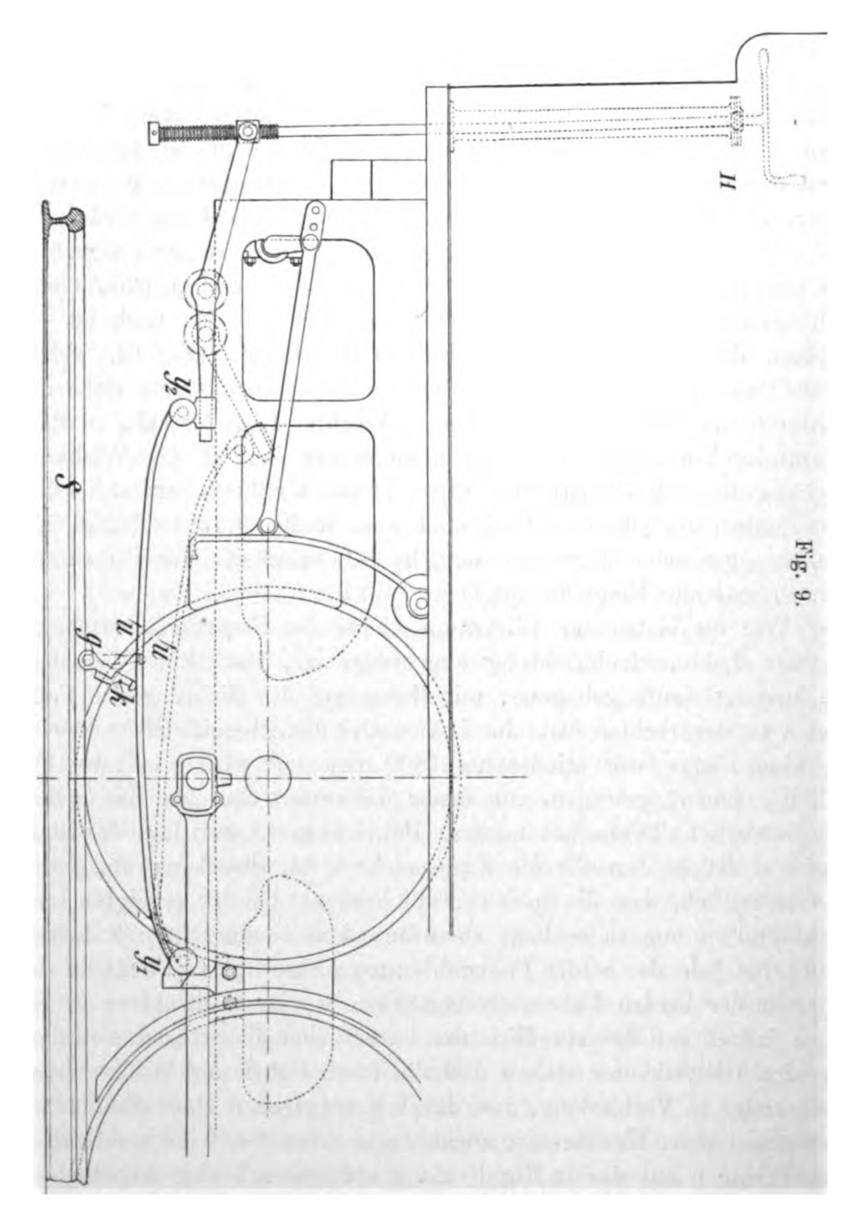


Fig. 9.

Gleitschienen genau in umgekehrter Weise. Jene Gleitschiene, welche die gestrichelte Lage einnimmt, ist den Kippspeichen der Strecken-

stromschalter natürlich vollkommen entrückt und ausser Dienst gestellt. In der Regel wird das in Fig. 9 durch volle Striche gekennzeichnete Verhältnis bestehen, das eben nur dann durch Linksdrehen der Einstellspindel H abgeändert werden muss, wenn eine Lokomotive in entgegengesetzter Richtung zu verkehren hat, ohne vorher umgedreht zu werden. Während der Normallage ist die Schraubenspindel H, welche vom Lokomotivführer vom Führerstande aus gehandhabt wird, durch eine besondere Sperre in der richtigen Lage festgelegt.

Auf Eisenbahnen, welche nicht mit Dampflokomotiven betrieben werden, kommt die zur Bethätigung der Streckenstromschalter dienende Gleitschienenvorrichtung auf irgend eines der Fahrzeuge, welche in den Zügen verkehren, und zwar erscheint es in solchen Fällen am zweckmässigsten, immer das letzte Fahrzeug jedes Zuges als Auslöser einzurichten, weil hierdurch die Bürgschaft gewonnen wird, dass die selbstthätige Zugdeckung auch dann keinen gefährlichen Eintrag erfahren kann, wenn etwa während der Fahrt eines Zuges eine Zerreissung und in weiterer Folge eine Teilung desselben eintreten würde. Diese Ausrüstung des letzten Wagens im Zuge wird sich übrigens auch für alle dampfbetriebenen Eisenbahnen empfehlen, wenn auf denselben starke Gefällsbrüche vorhanden sind und falls dort Züge mit nicht völlig sicheren Kuppelungen verkehren, wie es beispielsweise bei den langen schweren Güterzügen im allgemeinen zutrifft. Allerdings würde es sich bei der letztgedachten Verwendung auf dampfbetriebenen Eisenbahnen nicht umgehen lassen, entweder nebst dem letzten Wagen jedes Zuges auch die sämtlichen Lokomotiven mit der in Rede stehenden Gleitschienenvorrichtung auszustatten, obwohl diese bei den Zügen keine Verwendung fänden, oder niemals Lokomotiven allein für sich, sondern stets nur in Begleitung eines gedachten Auslösewagens in Verkehr zu setzen.

Was nun die praktischen Anwendungen der in Rede stehenden verbesserten Schreiberschen Zugsicherungseinrichtung betrifft, welche selbstverständlich nach Massgabe der Bedeutung der Eisenbahn, nach jener der Bauausführung, Betriebsweise u. s. w. die mannigfachsten Abweichungen aufweisen bezw. die verschiedensten Anpassungen erfahren können, so darf wohl die in Fig. 10 ersichtlich gemachte Anlage ziemlich als das einfachste Beispiel gelten. Es ist hier das Bedürfnis einer Leichtbahn, etwa einer Stadtbahn, wie die Pariser Metropolitenbahn oder dergl., zu Grunde gelegt und angenommen, dieselbe bilde eine in sich zurückkehrende Linie, sei es, dass sie überhaupt als geschlossene Schleife verlauft, sei es, dass sie als Doppelgleis aus-

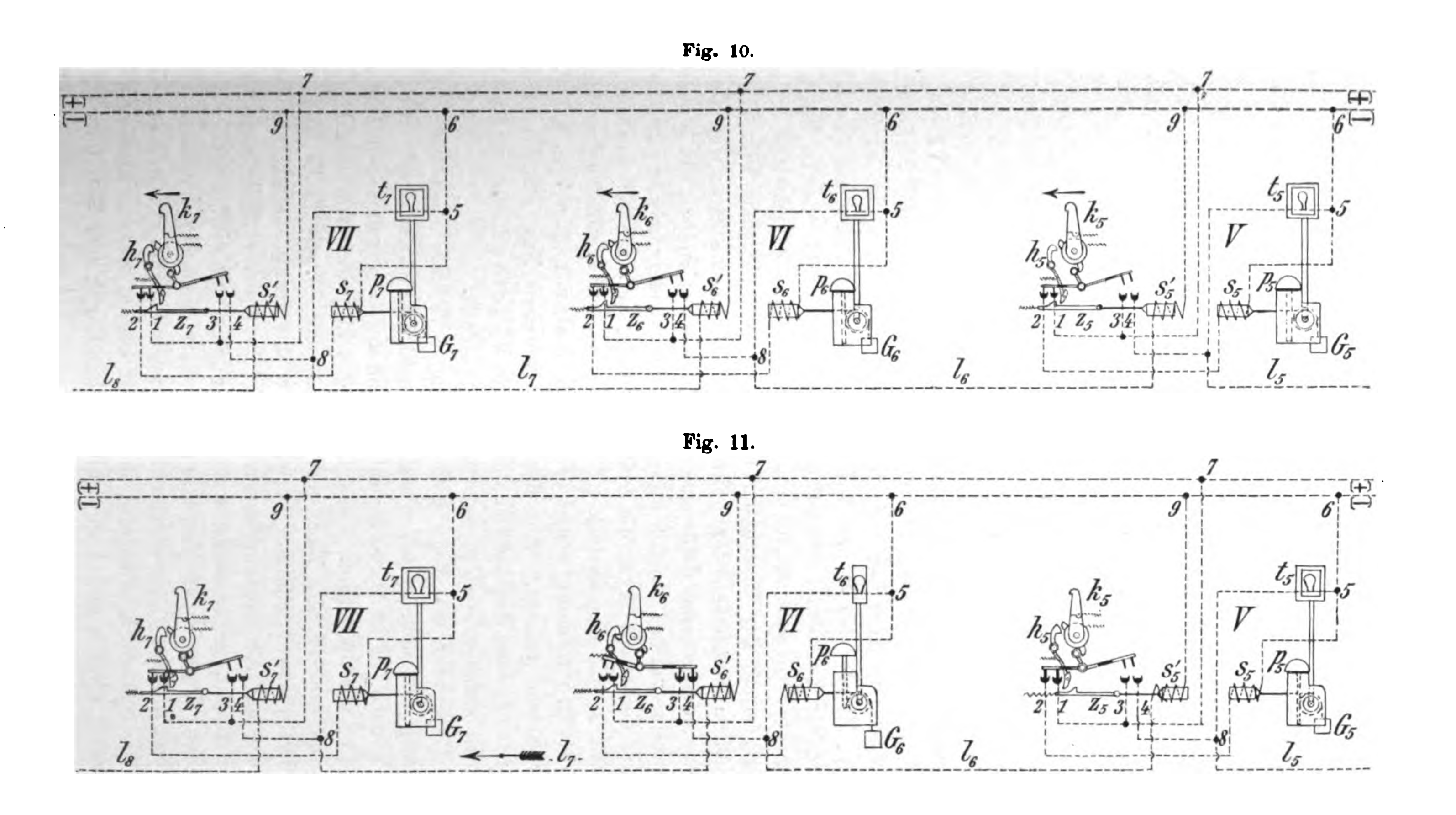
geführt ist, das in der End- und Anfangsstation durch bogenförmige Kehren in direkter Verbindung steht, weshalb die Züge des einen Gleises nicht weggestellt, sondern ohne Vermittelung von Weichen auf das andere Gleis übergeleitet werden, um dort ihren Lauf, der also auch vorliegendenfalls eine Rundfahrt bedeutet, fortzusetzen. Unter dieser Voraussetzung kann und wird auch die in Frage kommende Sicherungsanlage als ein in sich geschlossener Ring eingerichtet werden, aus welchem Fig. 10 drei Glieder, nämlich die drei aufeinander folgenden Sicherungsstellen V, VI und VII ersehen lässt.

Zu jeder Sicherungsstelle gehört eine der in Fig. 1 bis 3 dargestellten Vorrichtung zum Bremsenauslösen mit dem Hemmpflock p_5, p_6, p_7 . . . und dem Laternensignal t_5, t_6, t_7 . . ., sowie ein nach Fig. 6 bis 8 ausgeführter Streckenstromschalter mit der Kippspeiche k_5, k_6, k_7 . . .; Bremsenauslöser und Streckenstromschalter sind jedoch keineswegs unmittelbar nebeneinander ins Gleis eingebaut, sondern liegen mindestens so weit voneinander, dass ihre Entfernung dem grössten Bremsweg der auf der Bahn vorkommenden Züge gleichkommt. Die elektrischen Teile der beiden Vorrichtungen sind durch Anschlusskabel bei den Abzweigepunkten 6, 7 und 9 an die stromzuführenden Leitungen gelegt, welche, von den Polen irgend eines Generators oder einer Speicherbatterie ausgehend, der ganzen Strecke entlang laufen. Ausserdem steht jede Sicherungsstelle durch eine besondere Fernleitung l_5, l_6, l_7 . . . mit der Nachbarstelle in Verbindung. Für die Bemessungen des gegenseitigen Abstandes zwischen den Sicherungsstellen selber gelten natürlich die gleichen Grundsätze, wie für gewöhnliche Blocksignalstellen, d. h. die Länge der Streckenabschnitte von Posten zu Posten wird in erster Reihe von der Dichte des Verkehrs und den Gefällverhältnissen der Bahnlinie abhängen. Allerdings wird man sich bei jenen Bahnen, welche hinsichtlich der in Fig. 10 gekennzeichneten Anlagen ins Auge gefasst sind, einfach damit begnügen, die Sicherungsstellen zunächst den Haltepunkten der Züge anzubringen, etwa in der Art, dass die Laterne t_5, t_6, t_7 . . . gleichsam die Stelle eines Ausfahrtsignals vertritt, und ein Zug die Anhaltestelle eben nur dann verlassen darf, wenn die mit ihrer breiten Fläche parallel zur Bahnlinie stehende unbeleuchtete Laterne den Weg bis zur nächsten Haltestelle als zugfrei anzeigt.

Die Stellung der einzelnen Teile, welche Fig. 10 ersichtlich macht, ist diejenige, welche obwaltet, so lange auf den Strecken V bis VI, VI bis VII und VII bis VIII kein Zug verkehrt. Unter dieser Voraussetzung wird bei jeder Bremsenauslösevorrichtung das Solenoid s_5, s_6, s_7...

Fig. 10.

Fig. 11.



+
−
7
9
6
5
t_7
k_7
h_7
VII
s_7
p_7
s'_7
2
1
z_7
3
4
8
G_7
l_8
l_7
t_6
k_6
h_6
VI
s_6
p_6
s'_6
z_6
G_6
l_6
t_5
k_5
h_5
V
s_5
p_5
s'_5
z_5
G_5
l_5

über 7, 1, 2, 5, 6 vom Strome durchflossen und der zugehörige Hemmpflock p_5, p_6, p_7 . . . sich daher an seinem tiefsten Punkt befinden, während die Laterne t_5, t_6, t_7 . . . kein Licht zeigt und parallel zum Gleis steht. Ein gegen VI, VII und VIII fahrender Zug würde also vorliegendenfalls seinen Weg überall frei finden. Auch sind, was noch hervorgehoben werden muss, infolge der Unterbrechung, welche in allen Streckenstromschaltern zwischen 3 und 4 herrscht, auch alle Solenoide s_5', s_6' s_7' . . . stromlos.

Sobald sich aber in einem Streckenabschnitt ein Zug befindet, wie dies beispielsweise in Fig. 11 hinsichtlich des Abschnittes VI und VII angenommen ist, wo der eingezeichnete Pfeil den Zug und dessen normale Fahrrichtung andeutet, dann ändert sich natürlich das Verhältnis vollständig. Als dieser Zug in den Abschnitt VI bis VII einfuhr, musste er bei VI die Bahn frei, mithin die Sicherungseinrichtung in jener Lage angetroffen haben, welche bei V, VI und VII in Fig. 10 oder bei V und VII in Fig. 11 gekennzeichnet erscheint. Sobald der Zug den Hemmpflock p_6 unbehindert überfahren hat und später zum Streckenstromschalter gelangend die Kippspeiche k_6 bethätigt, erhält der Umschalter die Arbeitslage (siehe Fig. 8), bei welcher in demselben der gewöhnlich geschlossene Stromweg von 1 nach 2 unterbrochen, dafür eine neue leitende Verbindung von 3 nach 4 hergestellt wurde. Infolge dieser Schaltungsänderung hörte im Solenoid s_3 der Strom bezw. die Ankeranziehung auf, weshalb das Hängegewicht G_6 den Hemmpflock p_6 hochhebt und t_6 zur Bahnachse senkrecht stellt, während gleichzeitig die Glühlampe in t_6 über 7, 3, 4, 8, 5, 6 unter Strom gelangt. Ein dem eingefahrenen Zug etwa vorzeitig folgender zweiter Zug bekäme demnach in VI rotes Licht und würde beim Ueberfahren von p_6 selbstthätig gebremst.

Bevor der ins Auge gefasste Zug in VI die eben betrachtete Deckung vollzogen hatte, musste er natürlich während seiner Fahrt von V nach VI in V durch rotes Licht und den gehobenen Hemmpflock p_5 gesichert sein. Diese Deckung wird jedoch von dem Augenblick an, wo sich der Zug, in VI eingetroffen, durch die Bethätigung des Streckenstromschalters bezw. durch die vorhin betrachtete Umstellung der Bremsenauslösevorrichtung an näherer Stelle aufs neue gesichert hat, gegenstandslos und muss daher, um die Nachfolge eines nächsten Zuges nicht überflüssigerweise zu behindern, wieder aufgehoben werden. Dies geschieht denn auch gleichzeitig, während der Zug die Speiche k_6 umkippt, indem der Strom, welcher hierdurch in VI von 7 über 3 und 4 in Schluss gelangt, nur zum Teil über 8, t_6

5 und 6 verlauft, wogegen ein zweiter Teilstrom, bei 8 abzweigend, über l_6 nach V geht und hier über s_5' und 9 den Rückweg findet. Der letztere Teilstrom bewirkt in s_5' die Einziehung des Ankers, so dass die Nase der Auslösestange z_5 den Arm h_5 ausrückt und die Kontaktarme wieder ihre Ursprungslage zurückgewinnen, wie sie Fig. 11 darstellt. Die Auslösestange z_5 behält jedoch ihre neu erhaltene Stellung bei, weil ja auch das Solenoid s_5' stromdurchflossen bleibt, so lange in VI der Streckenstromschalter in der gezeichneten Arbeitslage verharrt, d. h. so lange der Zug sich zwischen VI und VII aufhält. Bis derselbe aber die nächste Stelle VII überfährt, wird infolge des nunmehr daselbst entstehenden Stromschlusses 3, 4 einerseits die Laterne t_7 aufgezündet, zugleich aber auch durch den von 7 über 3, 4, 8, l_7, s_6' und 9 verlaufenden Teilstrom die Auslösestange z_6 thätig gemacht und sonach die Kontaktvorrichtung in VI in die Ruhelage zurückgestellt. Von diesem Augenblick an wurde, da in VI der Stromweg 3, 4 aufgehört hat, auch das Solenoid s_5' wieder stromlos, so dass z_5 in seine Ursprungslage zurückkehrte, worauf also in V alle Teile ihre normale Stellung zurückgewonnen hatten. Genau in derselben Weise und in gleicher Reihenfolge wiederholen sich die geschilderten Vorgänge während der Zugfahrt an allen weiteren Sicherungsstellen.

Wie schon einmal bemerkt worden ist, unterliegt es keinen Schwierigkeiten, die Schreibersche Einrichtung im allgemeinen den verschiedensten Sonderbedürfnissen anzupassen und mannigfach abzuändern, und gilt dies selbstverständlich im besonderen von der eben besprochenen, einfachsten Anlage (Fig. 10 und 11), in welcher die gewöhnliche Ruhelage der Vorrichtungen innerhalb der zugfreien Zeit dauernd der Lage für Freie Fahrt entspricht (Normal-clair-Stellung). Der Umstand, dass die Einstellung des Hemmpflockes für Halt auf Stromlosigkeit beruht, macht es beispielsweise sehr leicht durchführbar, Weichen (Drehscheiben, Schiebebühnen oder dergl.), sofern ihre Lage für die sichere Fahrbarkeit der laufenden Bahn in Betracht kommt, in der Weise mit der Sicherungsanlage elektrisch zu verbinden, dass nur bei vollkommen richtiger Weichenlage der Hemmpflock des in entsprechender Richtung vorliegenden nächsten Sicherungpostens die Fahrt gestatten kann, wogegen er andernfalls unbedingt die Haltstellung einzunehmen gezwungen ist, auch wenn sich gleichzeitig im zugehörigen Streckenabschnitt kein Zug befindet. Zu diesem Behufe wird es nämlich bloss nötig sein, an dem Stellwerkmechanismus der Weiche einen sogenannten Zustimmungskontakt

anzubringen, der, in den Stromweg 7 bis 1 oder 2 bis 5 eingeschaltet, als Stromschliesser wirkt, wenn die Weiche genau ihre richtige Lage besitzt, während er sonst stets die durch ihn geführte Leitung unterbrochen hält.

Namentlich hinsichtlich der mit dem Hemmpflock verbundenen sichtbaren Zeichengebung lassen sich mancherlei wertvolle, unter Umständen übrigens geradezu unerlässliche Abänderungen treffen, denn die in der Urform nur während der Haltlage beleuchtete Laterne t (Fig. 1 bis 3) kennzeichnet bei Nacht, wo sich ja die Lage der Scheibenfläche nicht beurteilen lässt, die freie Fahrt eben nur durch das Nichtvorhandensein einer Beleuchtung, was dem strengeren signaltechnischen Standpunkt der Eisenbahnen keineswegs entspricht. Danach wäre vielmehr die Abwesenheit jedes Signalzeichens, falls dies an solchen Bahnstellen beobachtet wird, wo ständige sichtbare Signalmittel vorhanden sind, als Fahrverbot aufzufassen, weil immerhin die Möglichkeit vorliegt, dass das Ausbleiben des Zeichens nicht von dem gefahrlosen bezw. zugfreien Zustand des Streckenabschnittes herrührt, sondern lediglich durch eine Störung fälschlich herbeigeführt wurde. Es erscheint daher wohlbegründet, dass Hr. Schreiber seine Anordnung ihrer schmiegsamen Wesenheit angemessen nicht ohne weiteres als Blocksignaleinrichtung bezeichnet, sondern mit dem umfassenderen Namen Zugsicherungseinrichtung („Securitas") benennt, denn es bedarf immerhin einzelner bestimmter Abänderungen, um der Einrichtung den Charakter einer einwandfreien Blocksignaleinrichtung zu erteilen, wenn auch diese Aenderungen trotz ihrer Mannigfaltigkeit im allgemeinen recht einfach sind und seitens jedes Fachmannes ohne weiteres an das Grundsätzliche der Sache angefügt werden können.

Genau nach jener Grundform, wie sie Fig. 10 und 11 ersichtlich macht, lässt sich die Einrichtung immerhin ohne Bedenken auf den weiter oben gedachten Rundbahnanlagen oder auf verwandten Leichtbahnen dann anwenden, wenn während der Dunkelheit entweder überhaupt kein Zugverkehr besteht, oder wenn sich die Laternen t_5, t_6, t_7 ... im Bereiche einer günstigen Aussenbeleuchtung befinden, so dass auf den Zügen leicht und sicher wahrgenommen werden kann, ob die Laternenflächen zur Bahnachse parallel oder senkrecht stehen. Signaltechnisch vollkommener wird die Anlage, wenn man die Laternen t einfach nach Art der gewöhnlichen Wendescheibe einrichtet, dieselbe aber dauernd beleuchtet, allenfalls durch zwei parallel geschaltete Glühlampen, deren Speisung im Wege einer Zweigschleife geschieht, die

nicht erst bei 3, 4 den Streckenstromschalter durchläuft, sondern direkt an die beiden Stromleitungen anschliesst, also z. B. von 6 über 5 unmittelbar nach 7 geführt wird.

Eine andere, ebenfalls höchst einfache Abart würde sich insbesondere für Untergrundbahnen gut eignen, weil hier in der Regel ein eigenes Beleuchtungsnetz vorhanden ist und nicht selten sogar zwei solche Netze zur Verfügung stehen, von dem bezw. von denen die Laternen t_5, t_6, t_7 . . . (Fig. 10 und 11) mit versorgt werden können. In diesen Fällen wird es sich empfehlen, die Laternen nicht im Sinne der Urtype beweglich, sondern fix, den Zügen dauernd entgegengekehrt, anzuordnen, während die Kegelradübersetzung (k_1 und k_2, Fig. 1 bis 3) an der Hebewelle des Hemmpflockes statt der Laternenspindel nur eine rotverglaste Brille bewegt, welche sich bei der Haltstellung des Hemmpflockes vor die mit gewöhnlichem Glase versehene Laterne stellt. Statt einer solchen einfachen Brille kann in gleicher Weise wohl auch eine Doppelbrille mit roter und grüner Verglasung Anwendung finden, welche bei der Haltlage des Hemmpflockes die Laterne rot und während der Freilage grün abblendet, oder es kann die Laterne selbst, wie es beispielsweise auf der Pariser Metropolitanbahn der Fall ist, zweifarbig sein, während die Hemmpflockwelle (w, Fig. 1 bis 3) lediglich eine leichte Blechblende zu bewegen hat, die, entsprechend der Hemmpflocklage, das eine oder das andere farbige Licht unsichtbar macht.

Schliesslich liessen sich ausser den soeben besprochenen Hauptsignalen auch noch ganz leicht Vorsignale einfügen, wenn man zu diesem Ende neben den Signallaternen t_5, t_6, t_7 . . . (Fig. 10 und 11) je eine fixe Laterne von besonderer Form oder von einer für diese Signalabart eigens festgesetzten Farbe anbringen wollte, zu deren Beleuchtung elektrische Glühlampen dienen, welche den Solenoiden s_5', s_6', s_7' . . . parallel geschaltet werden. Dank dieser weiteren Vervollkommnung würde jede Sicherungsstelle nicht nur signalisieren, ob der anstossende Streckenabschnitt frei oder besetzt ist, sondern auch erkennen lassen, ob sich in dem zweitnächsten Blockabschnitt zur Zeit noch ein Zug befindet oder nicht. Es ist dies eine Durchführungsweise, welche namentlich auf Leichtbahnen mit sehr rascher Zugfolge und verhältnismässig grossen, Zwischenblockposten erfordernde Stationsentfernungen bekanntlich sehr erwünscht und nützlich werden kann. Alles in allem steht es also ausser Frage, dass sich durch die zuletzt in Betracht gezogenen Weiterungen und Abänderungen die Sicherungseinrichtungen nach Fig. 10 und 11 für Bahnen,

welche nur die sogenannte „Normal-clair-Stellung“ anfordern, zu richtigen selbstthätigen Blocksignalanlagen ausgestalten.

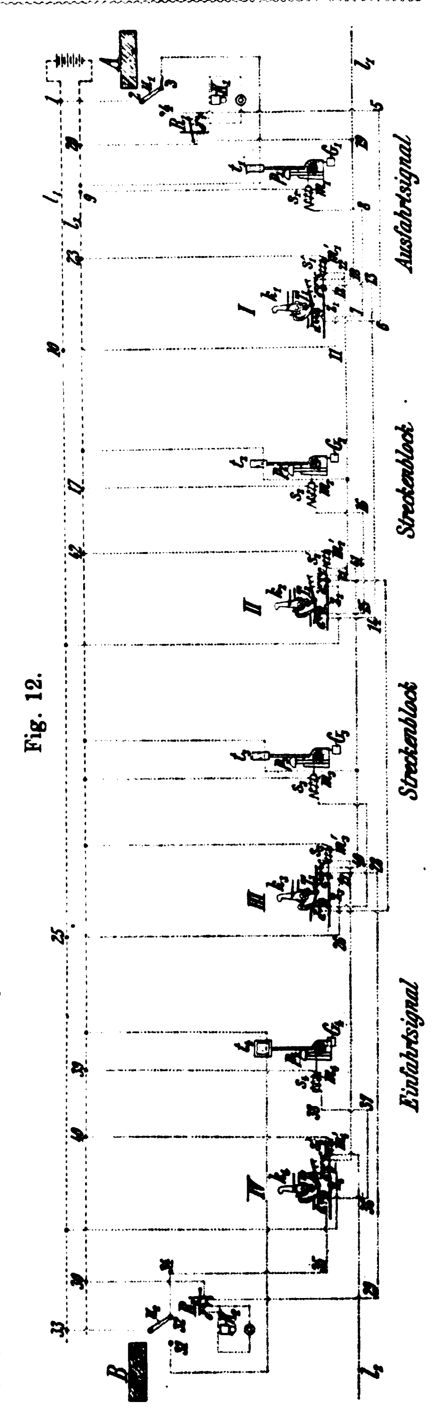
Auf vielen Bahnen wird jedoch für zugsichernde Einrichtungen grundsätzlich die „Normal-danger-Stellung“ angefordert, d. h. die gedachten Anordnungen müssen sich für gewöhnlich in der warnenden Lage befinden, auch wenn sich kein Zug innerhalb des von ihnen zu schützenden Bahnabschnittes aufhält, und dürfen — natürlich ausschliesslich unter der letztangeführten Bedingung — immer nur für die Einfahrt jedes einzelnen Zuges die Fahrt vorübergehend, nämlich so lange erlauben, als dies zur glatten Abwickelung und Aufrechthaltung des Zugverkehrs geboten erscheint. Bei den europäisch-kontinentalen Vollbahnen tritt ferner der Grundsatz hinzu, dass die Steuerung jener Signal- oder Sicherungstellen, welche auf oder zunächst den Stationen den Eintritt oder die Ausfahrt der Züge zu regeln haben, lediglich den leitenden Stationsbeamten anvertraut oder mindestens zur verantwortlichen Ueberwachung überwiesen ist. Diesen strengeren Vorbedingungen wird beispielsweise durch die in Fig. 12 dargestellte Anlage entsprochen, welche natürlich nur einem Gleis einer Doppelbahn gilt und zwar jenem, auf welchem die Züge in der Richtung von der Station A nach der Station B verkehren. Das zweite Gleis wird nach entgegengesetzter Richtung genau dieselbe Einrichtung noch einmal benötigen, mit Ausnahme der beiden Stromzuleitungen, welche von den Polen einer etwa in der Station A aufgestellten Speicherbatterie ausgehen und der Strecke entlang laufend für die Sicherungseinrichtungen beider Gleise gemeinsam ausgenützt werden können.

Gegenüber der in Fig. 10 und 11 dargestellten einfachsten Einrichtung weist die in Fig. 12 ersichtlich gemachte nur zwei wesentliche Aenderungen auf, insofern die Streckenstromschalter einen Arbeitskontakt mehr besitzen und in den beiden Abschlussstationen je ein Relais R_1 bezw. R_2 nebst zugehörigem Wecker W_1 bezw. W_2 aufgestellt, sowie ein Kurbelumschalter u_1 bezw. u_2 vorhanden ist. Dieser Umschalter, welcher nur vom dienstthuenden Stationsbeamten gehandhabt werden darf, wird nach Erfordernis von dem Weichenstellwerk der Station durch irgend eine geeignete mechanische oder elektrische Verkettung in Abhängigkeit gebracht, was allerdings in der Zeichnung nicht weiter angedeutet erscheint. Infolge der eben angeführten Abweichungen ändert sich natürlich auch das Stromlaufschema, da es nunmehr wesentlich andere und erweiterte Aufgaben zu erfüllen hat, als vorhin.

Nach diesen Vorbetrachtungen wird es keine Schwierigkeiten bieten, an der Hand der Fig. 12 den Verlauf der Fahrt eines von A nach B verkehrenden Zuges zu verfolgen und festzustellen, welche Wirkungen hierbei erzielt werden und in welcher Weise die einzelnen Teile der Gesamteinrichtung arbeiten. Will der Beamte in A einen Zug nach B ablassen, so dreht er die Umschalterkurbel vom Knopf 3 auf Knopf 4, unter der Voraussetzung, dass sich kein Zug zwischen dem Ausfahrtsignal und dem ersten Streckenblock befindet. Nur wenn diese Vorbedingung thatsächlich erfüllt ist, wird infolge der neuen Umschalterlage ein Strom von 1 über 2, u_1, 4, 5, 6, dann über d und e im Streckenstromschalter I, ferner über 7, 8, s_1 und 9 in Schluss gelangen. Als Wirkung dieses Stromes wird der Solenoidanker m_1 eingezogen bezw. das Gewicht G_1 gehoben und somit die Hemmpflockeinrichtung samt Laterne beim Ausfahrtposten auf Freie Fahrt gebracht. Dabei ist gleichzeitig auch die Lampe von t_1 ausgeschaltet worden, weil in u_1 der Stromweg bei 3 aufgehört hat.

Nunmehr kann der zum Abgehen bestimmte Zug anstandslos seine Fahrt antreten; gelangt derselbe dann zum Streckenstromschliesser I, der vom Hemmpflock mindestens auf grösste Zuglänge

Fig. 12.



entfernt ist, so unterbricht er daselbst durch Kippen der Speiche k_1 die Stromwege d, e, während jene bei a, b und c hergestellt werden. Auf diese Weise wird zuvörderst durch die erstangeführte Unterbrechung dem Solenoid s_1 der Strom entzogen, weshalb das Gewicht G_1 den Hemmpflock p_1 und die Laterne t_1 in die Haltlage zurückbringt und sonach die Deckung des ausgefahrenen Zuges vollzieht. Durch die Stromwegschliessungen gelangt aber in erster Reihe ein Dauerstrom von 10 über 11, 12, a und b in I, 13, 14, d und e in II, 15, 16, s_2 und 17 in das Solenoid der Hemmpflockvorrichtung II (p_2) und stellt diese auf Freie Fahrt, während sie bisher normalmässig auf Halt gestanden war. Ein zweiter Stromkreis, der durch die Bethätigung des Streckenstromschalters I geschlossen wird, verläuft von 10 über 11, 12, a und c in I, 18, 19, R_1 und 20; er bewirkt die Anziehung des Relaisankers, der den Ortsstromweg o, r einer galvanischen Batterie schliesst, so dass der Wecker W_1 in A zu läuten beginnt, wodurch der Stationsbeamte Kenntnis erhält, dass der Zug die Ausfahrt vollzogen hat, und dass somit die Umschalterkurbel u_1 wieder in ihre Ruhelage, nämlich auf den Kontakt 3 zurückzustellen ist, durch welche Vornahme des Beamten auch die Lampe in t wieder unter Strom gesetzt wird. Da der Zug die Hemmpflockstelle p_2, t_2 frei vorfindet, verfolgt er seinen Weg weiter und bethätigt k_2, was zur Folge hat, dass erstens p_2 und t_2 auf Halt zurückgebracht werden, während unter einem von dem über a und b in II geschlossenen Dauerstrom die nächstfolgende Hemmpflockvorrichtung p_3, t_3 auf Freie Fahrt gebracht wird, und der über a, c in II geschlossene zweite Dauerstrom einerseits die Lampe t_2 wieder aufzündet und zugleich in der Abzweigung über 22, s_1' und 23 den Anker m_1' thätig macht, so dass derselbe, die Auslösestange z_1 mit sich ziehend, die Kontaktvorrichtung in I wieder in die Ursprungslage, wie sie Fig. 12 zeigt, zurückfallen macht. Als weitere Folge der letztgedachten Rückstellung reisst in A der Relaishebel ab und W_1 hört zu läuten auf, wodurch der Stationsbeamte erfährt, dass die Strecke nunmehr bis II zugfrei geworden ist, und dass er sonach ohne weiteres einem Folgezug wieder die Ausfahrt gestatten kann. Vor diesem Zeitpunkte wäre es ja auch niemals möglich, die Erlaubnis zur Abfahrt eines Folgezuges in A zu erteilen, weil doch in I der Freigebestrom zwischen d und e so lange unterbrochen bleibt, bis der vorausgegangene Zug den Streckenstromschalter II überfahren und richtig bethätigt hat.

In gleicher Weise, wie es bei den Posten I und II beobachtet werden konnte, erfolgt auch fernerhin von Posten zu Posten immer

die neuerliche Deckung des Zuges, dann die Freistellung des vorausliegenden Postens und schliesslich die Rückstellung des Streckenstromschalters an der hinter dem Zuge liegenden zweiten Blockstelle, und diese Abwickelung bleibt natürlich bei jeder Anzahl der Posten immer dieselbe. Nur im letzten Abschnitt vor der Stationseinfahrt ändert sich die Anordnung, wie es Fig. 12 kennzeichnet, in welcher die Teile u_2, T_4, p_4 und t_4, was die Darstellung ihrer Lage anbelangt, der Annahme Rechnung tragen, dass sich zwischen III und IV ein Zug auf der Strecke befindet, für den seitens der Station B die Einfahrt bereits freigegeben wurde, indem der dortige Beamte seinen Handschalter u_2 vom Kontakt 31 auf Kontakt 32 umgelegt hatte.

Als der ins Auge gefasste Zug den letzten auf der laufenden Strecke befindlichen Streckenstromschalter III thätig machte, ist wie in allen früheren Fällen zuvörderst die Deckung des Zuges bei p_3, t_3 und zugleich in II die Zurückstellung des Streckenstromschalters in die normale, in der Zeichnung dargestellte Lage erfolgt. Ausserdem wird infolge der geänderten Kontaktlage in III ein Dauerstrom von 25 über 26, 27, a und b in III, 28, 29, R_2 und 30 geschlossen und der auf diese Weise thätig werdende Wecker meldet in B, dass der Zug den letzten Streckenposten passiert hat und sich der Einfahrtblockstelle nähert. Auf Grund dieser Meldung wird der diensthuende Beamte in B, wenn die Einfahrt statthaft erscheint, wie schon erwähnt, die Umschalterkurbel auf 32 bringen und hierdurch einen Dauerstrom von 33 über u_2, 32, 34, 35, a und b in IV, 36, 37, 38, s_4 und 39 schliessen, weshalb sich p_4 mit t_4 auf F r e i e F a h r t einstellt. Sobald dann der in die Station einfahrende Zug den Stromschalter IV bethätigt, welcher sich ersichtlichermassen von allen übrigen dadurch unterscheidet, dass sein längerer Kontaktarm nur zwei und nicht drei Stromwege steuert, so erfolgt wieder die Haltstellung von p_4, t_4, während gleichzeitig in III die normale Schalterlage herbeigeführt wird.

Bei den gewöhnlichen Mittelstationen, wo keine Ueberholungen vorkommen, sind die Stromführungsanlagen der aneinander stossenden Nachbarstrecken durch die Leitung l_1 bezw. l_2 über die Station hinweg miteinander verbunden, was den Vorteil bietet, dass beispielsweise in B von dem Augenblick an, wo ein einfahrender Zug den Streckenstromschalter IV überfahren und sich an der hierdurch auf H a l t gebrachten Einfahrtblockstelle p_4, t_4 gedeckt hat, seitens des Stationsbeamten keine weitere Einfahrterlaubnis mehr erteilt werden kann, auch wenn er die Kurbel u_2 aus Versehen nochmals benützen würde,

bevor nicht der eingetroffene Zug die Station B wieder verlassen und den Streckenstromschalter der Ausfahrtblockstelle in der nächstfolgenden Strecke bethätigt, d. h. sich an dieser Stelle gegen Folgezüge wieder gedeckt hat.

In grösseren Stationen und Hauptbahnhöfen, wo dem Stationsbeamten ein erweitertes Verfügungsrecht über die ankommenden und abgehenden Züge zukommt, wird jedoch die vom Streckenstromschalter der Einfahrtblockstelle zu jenem der Ausfahrtblockstelle verlaufende Leitung (l_2 in B) nicht über die Station hinaus weitergeführt, sondern etwa bei 35 an die Zuführung 35, 34, 32, nämlich zum Umschalter u_2 mit angeschlossen, wogegen die Weiterleitung zur nächsten Ausfahrtblockstelle (l_1 in A) bezw. der Anschluss der Leitung l_1 bei 19 entfällt. Bei dieser Anordnung entsendet der Stationsbeamte durch das Verstellen des Umschalters u_2 von 31 auf 32 einen Strom von 33 über u_2, 32, 34, 35, l_2, s_4' und 40, welcher zuvörderst die seit der letzten Zugeinfahrt bestehende Arbeitslage des Streckenstromschalters IV in die Ruhelage, wie sie Fig. 12 darstellt, umwandelt, indem die Stange z_4 ihre auslösende Wirksamkeit ausübt, sobald der Anker m_4' von s_4' angezogen wird. In dem Augenblicke aber, wo sich in IV diese Aenderung der Schalterlage vollzogen hat, findet derselbe Strom auch über d und e in IV, dann über 36, 37, 38, s_4 und 39 einen zweiten Weg und besorgt hier die Freistellung von p_4, t_4. Der auf diese Erlaubnis hin seine Einfahrt in die Station vollziehende Zug wirft den Streckenstromschalter IV wieder in die Arbeitslage, wodurch p_4 mit t_4 aufs neue die Haltlage zurückgewinnt. Wenn schliesslich nach Ankunft des Zuges der Stationsbeamte die Kurbel u_2 ordnungsmässig auf 31 zurückbringt, kehrt auch die Auslösestange z_4, da durch die Lösung des Kontaktes 32 der Strom in s_4' aufhört, in seine Normallage zurück und alle für die Stationdeckung massgebenden Teile der Einrichtung befinden sich also nunmehr wieder in der regelrechten Ruhelage.

Dass eine fälschliche Freistellung des vorausliegenden nächsten Blockpostens durch einen fahrenden Zug vollständig ausgeschlossen ist, konnte aus den obigen Betrachtungen der Vorgänge, welche sich während des Verkehrs des Zuges von A bis B abspielen, bereits ersehen werden. Jede solche Freigabe durch den anfahrenden Zug hängt eben davon ab, dass an der betreffenden Blockstelle im Streckenstromschalter der Stromweg d, e geschlossen sei, was wieder nur möglich ist, wenn der letzte vorher des Weges gekommene Zug den vorausliegenden Blockabschnitt bereits sicher verlassen hat. Würde jedoch beispielsweise ein Zug erst dann den Abschnitt II bis III verlassen,

nachdem ein Folgezug die Blockstelle I schon überfahren hat, dann wird der Folgezug, bei II angelangt, zwar keine Beleuchtung in t_2, wohl aber den Hemmpflock p_2 auf Halt gehoben vorfinden und dieses Verhältnis müsste natürlich für alle Fälle als Warnung aufgefasst werden. Der Führer des Zuges dürfte nach der eingetretenen selbstthätigen Bremsung die Fahrt nur mit Vorsicht fortsetzen, bis er wieder an eine Blockstelle gelangt, welche die richtige Lage für Freie Fahrt besitzt.

Wenn man das in Fig. 10 und 11 dargestellte Stromlaufschema für die Streckeneinrichtung und jene, welche Fig. 12 für die Stations-Ein- und Ausfahrten miteinander verflicht, so lässt sich eine Anordnung treffen, welche auch auf europäischen Vollbahnen eine völlige Sicherung des Zugverkehrs verbürgen würde, wenn sie nicht allein für sich, sondern im Anschlusse an die bisher daselbst bestehenden sichtbaren Bahnzustands- und Stationsdeckungsignale zur Einrichtung käme. In derartige Anlagen könnten überdem alle Hauptweichen, ebenso die Ueberwegschranken, Drehbrücken oder ähnliche gefährliche Gleisstellen mittels Zustimmungskontakten einbezogen werden. Allerdings wäre bei der eben betrachteten Anwendungsform nur hinsichtlich der Ein- und Ausfahrtblockstellen bezw. betreffs der Stationsdeckung die „Normal-danger-Stellung“, für die Streckenposten jedoch die „Normal-clair-Stellung“ vorgesehen, was vielen selbst grossen Bahnen verschiedener Staaten — Deutschland und England ausgenommen — genügen würde.

Ueberall, wo eine Sicherungsstelle mit einem ständigen sichtbaren Signal in sächlichem Zusammenhange stünde, würde die von der Hemmpflockwelle mitbewegte Laterne ganz entbehrt werden können, während sie sonst einen wesentlichen Vorzug gegenüber jenen vielen neuester Zeit erdachten Blocksignaleinrichtungen bedeutet, welche lediglich mit Lokomotivsignalen oder mit der selbstthätigen Zugbremsung das Auslangen finden wollen. Wo und wie immer eine Schreibersche Einrichtung allein für sich in der Urtype, sei es nach Fig. 10 und 11, sei es nach Fig. 12 oder in einer Vereinigung dieser beiden Formen, verwendet werden mag, wird der gehobene Bremspflock nebst Laterne bezw. die durch denselben bewirkte Bremsenauslösung bloss als „bedingungsweises Fahrverbot“ zur Geltung gebracht werden können, soll der Bremspflock nebst Laterne bezw. die selbstthätige Zugbremsung als „unbedingtes Fahrverbot“ gelten, was natürlich vorzuziehen ist und in vielen Staaten, wie namentlich in Deutschland, als allein zulässig betrachtet wird, dann muss eben jede Siche-

rungsstelle entweder durch ein besonderes sichtbares standfestes Bahnzustands- oder Stationdeckungssignal oder dergl. unterstützt sein, oder es muss die von der Hemmpflockwelle mitbewegte Laterne t einer der schon früher erwähnten Abänderungen unterworfen werden, wodurch sie den Charakter eines einwandfreien Signalmittels erhält, mit dem bei Tag wie bei Nacht die beiden Signalbegriffe Halt und Freie Fahrt sich deutlich zur Darstellung bringen lassen.

Der Kaskadenumformer.

Seine Theorie, Berechnung, Konstruktion und Arbeitsweise.

Von

E. Arnold und **J. L. la Cour.**

Mit 38 Abbildungen.

I. Allgemeine Beschreibung.

Zur Umformung von Wechselströmen in Gleichstrom oder umgekehrt kommen im allgemeinen nur die folgenden drei Anordnungen in Betracht: 1. rotierende Umformer in Verbindung mit einem stationären Transformator, 2. Synchronmotor mit einer Gleichstrommaschine gekuppelt und 3. Asynchronmotor mit einer Gleichstrommaschine gekuppelt.

Die erste Anordnung hat den Nachteil, dass der Umformer von der Wechselstromseite schwer angeht und deswegen besondere Anlassvorrichtungen erforderlich macht; ferner kann eine funkenfreie Kommutierung des Gleichstromes bei grösseren Periodenzahlen des Wechselstromes nur durch reichliche Dimensionierung des Umformers erzielt werden. Bei der zweiten Anordnung, wo ein Synchronmotor die Gleichstrommaschine antreibt, ist im allgemeinen auch eine besondere Vorrichtung nötig, um die Motordynamo von der Wechselstromseite anzulassen; ferner müssen beide Maschinen für die volle Leistung des Gesamtaggregates gebaut werden. Die dritte Anordnung mit Asynchronmotor und Gleichstrommaschine hat den Nachteil, dass der aufgenommene Wechselstrom gegenüber der Klemmenspannung phasenverschoben ist.

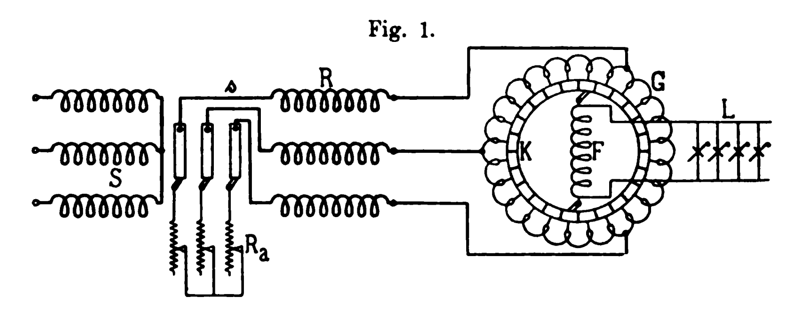
Durch den nachfolgend beschriebenen Kaskadenumformer (D.R.P. 145434, 2. April 1902 von O. S. Bragstad und J. L. la Cour) wird erstens ein leichtes Anlaufen von der Wechselstromseite aus, zweitens Phasengleichheit im Wechselstromnetz und drittens im Verhältnis zu den drei oben angegebenen Umformeranordnungen eine wesentliche Materialersparnis erzielt.

Der Kaskadenumformer besteht aus einem gewöhnlichen Asynchronmotor und einer Gleichstrommaschine, die beide auf der-

selben Welle sitzen. Die Sekundärwicklung des Asynchronmotors und die Ankerwicklung der Gleichstrommaschine sind in Kaskade geschaltet.

In Fig. 1 ist die Schaltung eines solchen Dreiphasen-Gleichstromumformers dargestellt. S ist die primäre, auf dem Stator gedachte Wicklung der Asynchronmaschine, die zur Aufnahme des primär zugeführten Dreiphasenstromes dient. Die Phasen dieser Wicklung sind in der Figur in Stern geschaltet, können aber ebensogut in Dreieck verbunden werden. R ist die Sekundärwicklung, die in Serie mit der Gleichstromwicklung G geschaltet ist. K ist der Kommutator, F die Felderregung, die im Nebenschluss zu der Gleichstrombelastung L liegt. R_a bedeutet den dreiphasigen Anlasswiderstand, der mittels der

Fig. 1.



Schleifringe s mit der Sekundärwicklung der Asynchronmaschine in Verbindung steht.

Zunächst sei der Einfachheit halber angenommen, dass beide Maschinen dieselbe Polzahl haben, und dass der Rotor und die Gleichstromarmatur, die auf derselben Welle sitzen, mit einer Geschwindigkeit umlaufen, welche der halben Periodenzahl des primären Stromes entspricht. Das von dem Primärstrom erzeugte Drehfeld wird relativ zum Rotor mit einer Geschwindigkeit umlaufen, die auch der halben Periodenzahl entspricht und deswegen in der Rotorwicklung E.M.Ke. von der halben Periodenzahl des Primärstromes induzieren. Diese E.M.Ke. treiben einen Mehrphasenstrom in die Gleichstromwicklung und erzeugen ein Drehfeld, das mit einer der halben Periodenzahl entsprechenden Geschwindigkeit relativ zur Wicklung bezw. zur Welle rotiert. Ist die Gleichstromwicklung derart mit der Rotorwicklung verbunden, dass das Drehfeld entgegengesetzt zur Drehrichtung der Welle umläuft, so bleibt es im Raume still stehen, woraus folgt, dass die Maschine bei dieser Tourenzahl sich wie ein Synchronmotor verhält.

Da sich die Asynchronmaschine mit einer Tourenzahl entsprechend

der halben Periodenzahl dreht, so wird nur die Hälfte der der Asynchronmaschine zugeführten elektrischen Leistung in mechanische Leistung umgesetzt und durch die Welle auf die Gleichstrommaschine übertragen, während die zweite Hälfte der zugeführten Leistung durch Induktion in die Rotorwicklung übertragen und dem Gleichstromkommutator in Form elektrischer Leistung zugeführt wird. Die Asynchronmaschine arbeitet also zur Hälfte als Motor und zur Hälfte als Transformator. Die Gleichstrommaschine arbeitet zur Hälfte als Gleichstromgenerator und zur Hälfte als Umformer. Wie hieraus ersichtlich, arbeiten die Rotorwicklung R und die Gleichstromwicklung G parallel auf den Kommutator und somit auch auf die Gleichstrombelastung L.

Da die Abmessungen der Asynchronmaschine von der primären Periodenzahl und nicht von der Tourenzahl des Rotors abhängen, so wird sie theoretisch halb so gross, als wenn sie bei der gegebenen Tourenzahl die ganze zugeführte Leistung in mechanische Leistung umsetzen sollte. Die Gleichstrommaschine arbeitet bei einer Periodenzahl gleich der Hälfte der primären, sie wird somit günstiger in Bezug auf Funkenbildung und kann deswegen kleiner bemessen werden als eine gewöhnliche Gleichstrommaschine oder ein gewöhnlicher Umformer.

Hätten die Asynchronmaschine und die Gleichstrommaschine nicht dieselbe Polzahl, so würde der Kaskadenumformer nicht mit der halben Tourenzahl des Drehfeldes laufen, sondern mit einer Tourenzahl, die der Summe der Polzahlen beider Maschinen umgekehrt proportional ist. Hat der Asynchronmotor z. B. p_a Polpaare und die Gleichstrommaschine p_g Polpaare, so rotiert der Umformer bei der Periodenzahl c primär mit

$$n = \frac{60\,c}{p_a + p_g} \text{ Umdrehungen.} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Bezeichnen wir die Summe der Polpaare mit $p = p_a + p_g$, so setzt die Asynchronmaschine den $\frac{p_a}{p}^{\text{ten}}$ Teil der ihr zugeführten elektrischen Leistung in mechanische Energie um, während der $\frac{p_g}{p}^{\text{te}}$ Teil der zugeführten Leistung in Form elektrischer Energie vom Stator auf den Rotor übertragen und in dieser Weise der Gleichstrommaschine zugeführt wird. Die Gleichstrommaschine arbeitet somit zum $\frac{p_g}{p}^{\text{ten}}$ Teil als Umformer und zum $\frac{p_a}{p}^{\text{ten}}$ Teil als Gleichstromgenerator.

Die Dimensionen der Asynchronmaschine hängen in diesem Falle nicht von ihrer Tourenzahl, sondern von der Tourenzahl des Drehfeldes ab. Diese letztere ist gleich

$$n_D = \frac{60\,c}{p_a}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

also um so grösser, je kleiner die Polzahl der Asynchronmaschine. Hieraus folgt, dass die Gewichte der effektiven Materialien des Aggregats um so kleiner ausfallen, je kleiner man die Polzahl der Asynchronmaschine wählt. Natürlich kann die Polzahl p_a nicht beliebig klein gewählt werden, wie es auch aus konstruktiven Gründen nicht zweckmässig ist, die Polzahl des Umformers sehr gross zu wählen. — Im allgemeinen wird man die Polzahl mit Rücksicht auf die Gleichstrommaschine wählen.

Wie oben erwähnt, drehen sich bei Synchronismus des Aggregates die beiden Felder der Asynchronmaschine, das von dem Statorstrom und das von dem Rotorstrom herrührende, mit derselben Geschwindigkeit, und sowohl das Erregerfeld wie das Armaturfeld der Gleichstrommaschine stehen im Raume still. Es ist bekannt, dass die gegenseitige Lage derartiger sich gegenüberstehender Felder von der Belastung der Maschine abhängt, und dass die Felder nur durch eine äussere Kraft aus dem Synchronismus gebracht werden können. Den Widerstand, den eine Maschine gegen die Einwirkung dieser äusseren Kraft und für die Erhaltung des Synchronismus entwickelt, heisst man die synchronisierende Kraft. Tritt nun bei der beschriebenen Maschinengruppe eine äussere Störung auf, so bewirkt diese nicht allein eine gegenseitige Verschiebung der Felder in der Gleichstrommaschine, sondern auch eine Verschiebung derjenigen der Asynchronmaschine, somit ist auch bei der vorliegenden Maschine eine synchronisierende Kraft vorhanden, die ebenso gross wie bei gewöhnlichen Umformern sein kann.

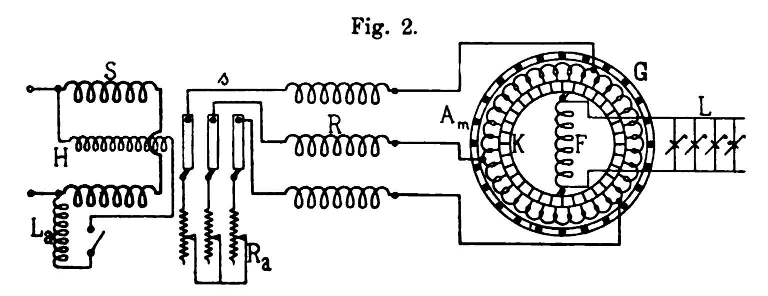
Was den Anlauf dieser Maschine betrifft, so ist derselbe sehr einfach. Zum Anlassen dient der Widerstand R_a (Fig. 1), der nach und nach ausgeschaltet wird. Dadurch steigt die Tourenzahl allmählich an. Lässt man nun diese sich langsam der synchronen Tourenzahl nähern, so wird sich bei richtiger Erregung der Gleichstrommaschine der Synchronismus von selbst einstellen, was an einem Ampèremeter im Rotorstromkreis beobachtet werden kann; von jetzt ab läuft die Maschine synchron und der Widerstand W kann kurz geschlossen werden.

Die beschriebene Anordnung kann nicht allein zur Umformung von mehrphasigen Strömen, sondern auch zur Umformung von Einphasenstrom in Gleichstrom benutzt werden, wie in Fig. 2

gezeigt ist. In dieser Figur stellt S die Arbeitsphase und H die Hilfsphase des Einphasen-Asynchronmotors dar. In Serie mit der Hilfsphase kann, wie in Fig. 2 angenommen, eine Spule mit Selbstinduktion L_a oder ein Kondensator eingeschaltet werden. Die Pole der Gleichstrommaschine G sind mit einem Hutin-Leblancschen Amortiseur versehen zur Dämpfung der Pulsation des von dem Rotorstrom erzeugten Drehfeldes.

Das synchrone Arbeiten einer solchen Maschine für Einphasenstrom ist bedeutend besser als dasjenige eines gewöhnlichen Einphasenumformers, weil im vorliegenden Fall der Umformer mehrphasig ist und die vom Einphasenstrom herrührenden Pulsationen in der momen-

Fig. 2.



tanen Leistung fast nur bei der Asynchronmaschine zur Wirkung kommen, wo sie weniger schädlich sind.

Aus dem Vorhergehenden ist leicht ersichtlich, dass der Kaskadenumformer auch als Perioden- und Phasenzahltransformator anwendbar ist. Auch ist die Maschine in umgekehrter Richtung als Gleichstrom-Wechselstromumformer und als Generator zur Erzeugung von Wechselströmen oder als Wechselstrommotor brauchbar.

Die oben angenommene direkte Kupplung beider Maschinen auf derselben Welle ist nicht unbedingt erforderlich, sondern die Maschinen können durch Kupplungen, Riemen, Seile, Zahnräder oder irgend welche Vorrichtungen mechanisch starr oder elastisch miteinander verbunden werden.

II. Das Anlassen.

In Bezug auf die konstruktive Ausführung des Kaskadenumformers ist es zweckmässig, Rotor und Gleichstromanker möglichst starr miteinander zu verbinden, damit, wie in Fig. 25 gezeigt ist, kein Lager zwischen beiden erforderlich wird. In diesem Falle gibt man dem Rotor und dem Gleichstromanker sehr viele Phasen, so dass der Rotor-

strom auf dem ganzen Umfange dem Gleichstromanker zugeführt werden kann. Anker und Welle sind so zu konstruieren, dass keine grosse Durchbiegung der Welle möglich ist, weil sonst bei den kleinen Luftzwischenräumen grosse Ausgleichströme in den Aequipotentialverbindungen hervorgerufen würden.

Was die Inbetriebsetzung anbetrifft, so lässt sich ein Umformer mit grosser Phasenzahl im Rotor am leichtesten von der Gleichstromseite anlassen und zwar in derselben Weise wie jeder gewöhnliche Umformer. — Die Phasengleichheit wird durch Dunkelwerden einer Phasenlampe im Hochspannungskreise angegeben, wie es aus dem zweipoligen Schaltungsschema, Fig. 3, hervorgeht.

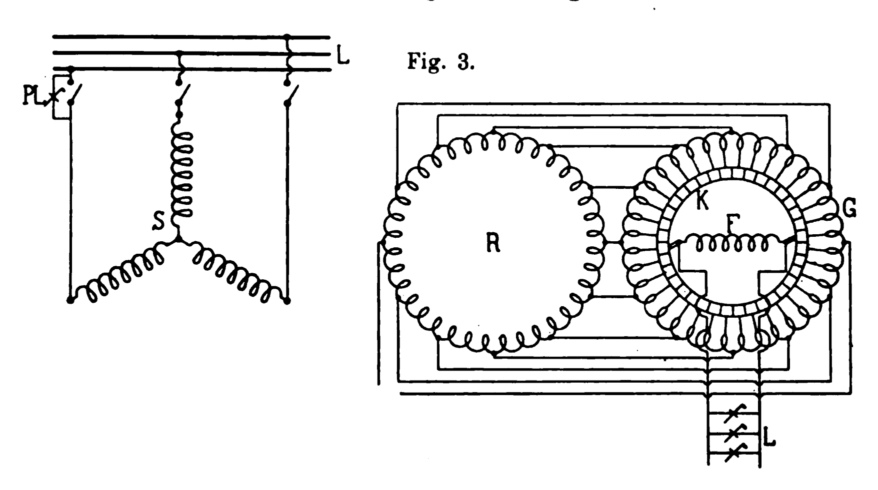


Fig. 3.

Wünscht man den Umformer von der Wechselstromseite aus anzulassen, so kann das mit der obigen Schaltung nur dadurch geschehen, dass die Maschine unerregt als Ansynchronmotor angelassen wird.

Als Asynchronmotor kann die Asynchronmaschine aber auch angelassen werden, wenn man die folgende Schaltung, Fig. 4, anwendet.

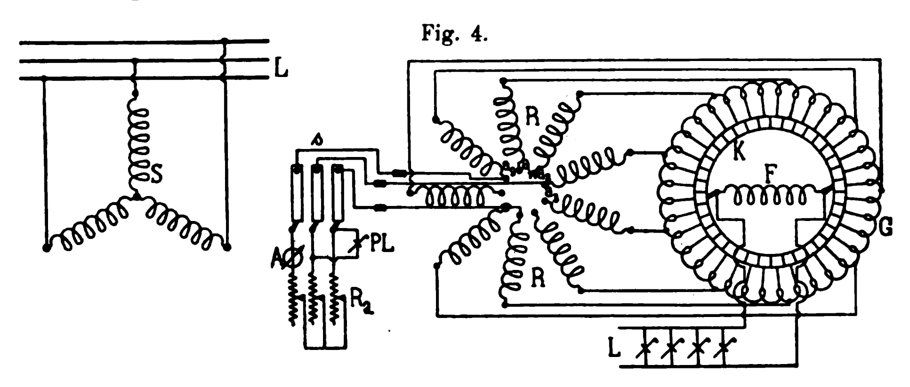
Diese ist zweipolig und für einen Neunphasenumformer gezeichnet; für eine grössere Phasenzahl erhält man ein ähnliches Schema.

In dieser Figur bedeutet A ein Ampèremeter, dessen Ausschlag zur Angabe der Phasengleichheit dient. Nähert das Aggregat sich dem Synchronismus, so fängt der Zeiger an stark zu pendeln, wird dann ruhiger und geht zuletzt auf die Leerlaufstromstärke des Aggregats herunter. In diesem Augenblick kann man nun die neun Punkte a_1, a_2, a_3 . . . a_8 und a_9 durch einen guten Kontakt miteinander verbinden, und das Aggregat bleibt im Synchronismus. Wenn man der Sicherheit halber vorerst die drei Schleifringe, die nur zum Anlassen

dienen, kurzschliessen will, so kann das durch einen Kurzschlusskontakt am Anlasswiderstand geschehen und man kann in dem Falle das Aggregat mittels Sicherungen in den drei Zuführungsdrähten zu den Schleifringen gegen zu grosse Ströme im Moment des Einschaltens schützen. Die drei Schleifringe, die nur zum Anlassen dienen, können verhältnismässig klein gehalten werden.

Anstatt des Ampèremeters (A) kann auch eine Phasenlampe zwischen zwei Schleifringen zur Angabe der Phasengleichheit benutzt werden. Bei Phasengleichheit hat man zwischen den Schleifringen eine kleine Spannung, entsprechend dem Spannungsabfall des Leerlaufstromes im Anlasswiderstand. Bei dieser kleinen Spannung wird die Glühlampe natürlich nicht leuchten und man kann beim Dunkelwerden

Fig. 4.



der Lampe einschalten. Besser noch als eine Phasenlampe ist es, ein Voltmeter zwischen zwei Schleifringen einzuschalten. Dies gibt die Spannung an, so dass man gleichzeitig sieht, ob die Schaltung in Ordnung ist.

Bei dieser Anlassmethode hat man den grossen Vorteil, dass das Aggegrat von selbst in Synchronismus hineinläuft und zwar so, dass man an der Gleichstromseite sofort die richtige Polarität erhält. Erst nachdem das Aggregat im Synchronismus ist, werden die Phasen der Rotorwicklung durch den Kurzschliesser verbunden. Bei keiner anderen Synchronmaschine lässt sich das Parallelschalten in so einfacher und sicherer Weise durchführen.

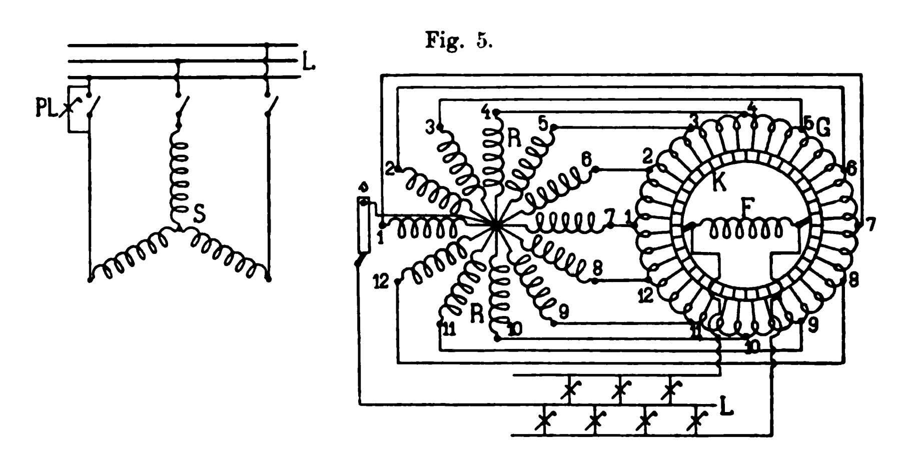
III. Wicklung und Schaltung.

Der Stator des Asynchronmotors ist im allgemeinen an ein Hochspannungsnetz angeschlossen; die Statorwicklung ist somit für eine

hohe Spannung zu wickeln und man wird sie deswegen in Stern schalten.

Den Rotor der Asynchronmaschine wird man wenn möglich mit Stabmantelwicklung ausführen und die Stäbe ein wenig nach innen abbiegen (siehe Fig. 25), um ein Ueberschlagen der Statorspannung auf die Rotorwicklung zu vermeiden. Für die Gleichstromstabwicklung wird man, um unabhängig von der Polzahl zu sein, im allgemeinen eine Wellenwicklung wählen. Erhält der Gleichstromanker mehr wie zwei Ankerstromzweige, so wird man zwischen dem Rotor und dem Gleichstromanker so viele Aequipotentialringe als Phasen anordnen. An diese Ringe wird sowohl die Rotorwicklung wie die Gleichstromwicklung angeschlossen, so dass die Ringe nicht allein auf die Felder des Umformers,

Fig. 5.



sondern auch auf die der Asynchronmaschine ausgleichend wirken, wenn die Rotorwicklung mehrere parallele Zweige pro Phase besitzt.

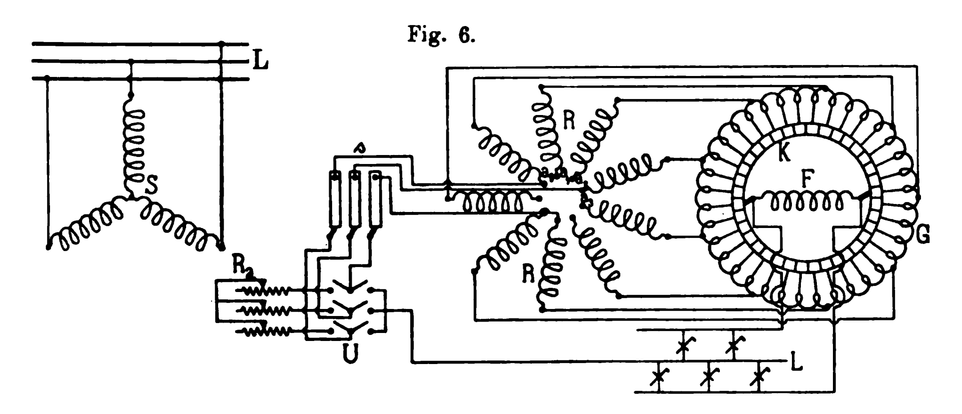
Speist der Kaskadenumformer ein Zweileiternetz, so wird man den Rotor mit derselben Gleichstromwicklung wie den Gleichstromanker versehen (siehe Fig. 4). Dient der Umformer dagegen zur Speisung eines Dreileiternetzes, so führt man den Rotor mit Sternschaltung aus und verbindet den Sternpunkt mit einem Schleifring, der an den Mittelleiter angeschlossen wird. Eine diesbezügliche Schaltung zeigt Fig. 5. Bei der Wahl der Phasenzahl und Wicklung des Rotors und Umformers ist darauf zu achten, dass man eine ganze Windungszahl in Serie pro Phase erhält, damit alle Verbindungspunkte zwischen den beiden Wicklungen auf die zusammenstossenden Seiten der Anker zu liegen kommen.

Damit sich das im Gleichstromanker von den Rotorströmen er-

zeugte Drehfeld im entgegengesetzten Sinne zur Welle dreht, d. h. im Raume still steht, müssen die Rotorphasen in umgekehrter Reihenfolge an die Phasen der Gleichstromwicklung angeschlossen werden. Numerieren wir z. B. in Fig. 5 die Rotorphasen und die Anschlusspunkte der Gleichstromwicklung rechts herum mit 1 bis 12, so hat man zunächst zwei beliebige Punkte, z. B. 7 und 1, zu verbinden und wandert dann mit der Reihenfolge am Rotor z. B. links und am Gleichstromanker rechts herum.

Was die Schaltanlage eines Kaskadenumformers anbetrifft, so ist sie die gleiche wie für einen Motorgenerator und somit einfacher als diejenige eines gewöhnlichen rotierenden Umformers mit stationärem Transformator. Die grossen Schleifringe und Verbindungskabel zwischen Umformer und Transformator werden bei dem Kaskadenumformer

Fig. 6.



vermieden. Die Schleifringe, welche zum Anlassen des Kaskadenumformers von der Wechselstromseite aus dienen, können klein gehalten werden, da sie nur den kleinen Anlassstrom zu leiten haben, ausserdem können diese Anlassschleifringe nach dem Parallelschalten des Umformers als Schleifringe für den Mittelleiter, wie in Fig. 5 der Schleifring s, verwendet werden, indem man nach dem Anlassen mittels eines Umschalters den Anlasswiderstand abschaltet und dem Mittelleiter anschliesst (Fig. 6).

Zum Kurzschliessen aller Rotorphasen a_1 bis a_9 in Fig. 6 dient ein besonderer Kurzschlussapparat. Die Konstruktion eines solchen, wie er von der Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe, ausgeführt wird, ist in Fig. 7 dargestellt. Ein Metallring A, B, der in einer auf der Achse verschiebbaren Muffe isoliert befestigt ist, schliesst beim Einrücken alle Phasen, die an die vorstehenden Metallstifte an-

geschlossen sind, kurz. Die obere Ringhälfte A ist in der eingerückten und die untere in ausgerückter Stellung gezeichnet. Die drei Schleifringe sind ausserdem noch besonders dargestellt.

Fig. 7 a.

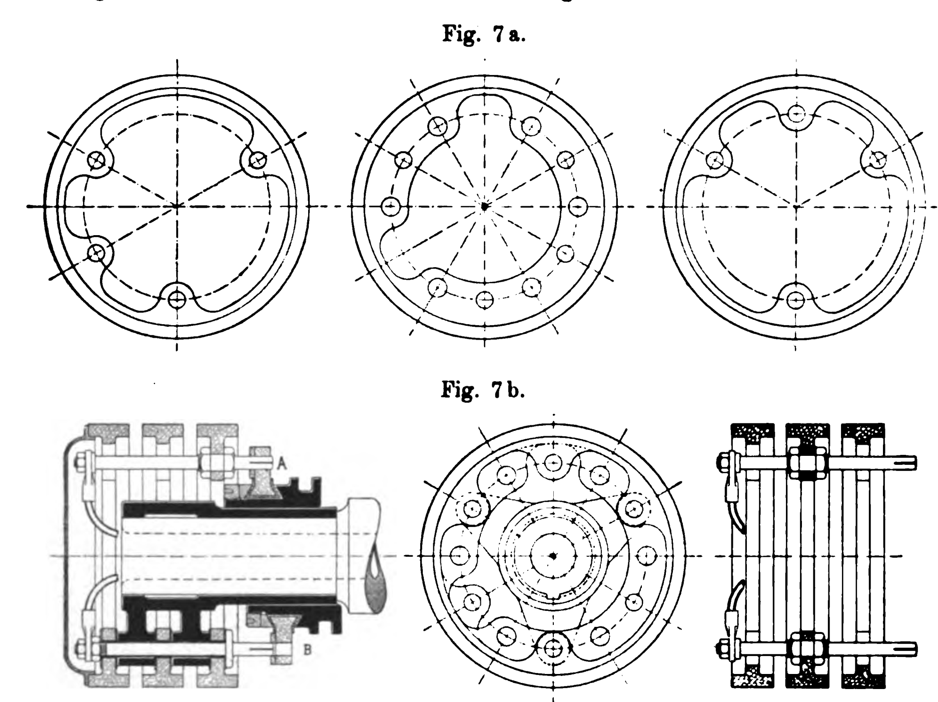


Fig. 7 b.

IV. Spannungs- und Stromverhältnisse.

1. Wir betrachten zuerst den Asynchronmotor.

Diesem führen wir die Leistung W_1 zu. Bezeichnet m_1 die Phasenzahl und P_1 die Phasenspannung des Stators, so ist der Phasenstrom unter Annahme von einem primären Phasenverschiebungswinkel φ_1

$$J_1 = \frac{W_1}{m_1 P_1 \cos \varphi_1} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (3)$$

In der Statorwicklung wird eine E.M.K. E_1 pro Phase, die angenähert gleich P_1 ist, induziert

$$E_1 = 4{,}44\, f_{w_1}\, c\, w_1\, \Phi_a\, 10^{-8} \text{ Volt} \quad \ldots \ldots \quad (4)$$

wo Φ_a = maximaler Kraftfluss pro Pol,
w_1 = Windungszahl in Serie pro Statorphase und
f_{w_1} = Wicklungsfaktor der Statorwicklung [1]).

[1]) Siehe E. Arnold, Die Wechselstromtechnik Bd. III, Kapitel 12 u. 13.

Im Rotor und dem Gleichstromanker wird eine E.M.K. von derselben Periodenzahl

$$c_g = \frac{p_g\, n}{60}$$

induziert und da, wie wir oben gesehen haben, die Tourenzahl

$$n = \frac{60\, c}{p_a + p_g}$$

ist, so wird

$$c_g = \frac{p_g \,.\, c}{p_a + p_g}$$

und die im Rotor induzierte E.M.K.

$$E_2 = 4{,}44\, f_{w_2} \,.\, w_2 \frac{p_g\, c}{p_a + p_g}\, \Phi_a\, 10^{-8} \text{ Volt},$$

$$= \frac{f_{w_2}\, w_2}{f_{w_1}\, w_1} \,.\, \frac{p_g}{p_a + p_g}\, E_1 = \frac{p_g}{u_{e\,a}\,(p_a + p_g)}\, E_1;$$

$u_{e\,a}$ ist das Uebersetzungsverhältnis der E.M.Ke. des Asynchronmotors bei Stillstand.

Im Stator haben wir eine M.M.K. herrührend von der Wattkomponente des Primärstromes $J_{1\,w}$ in Phase mit der E.M.K. E_1

$$F_1 = 0{,}9\, f_{w_1} m_1\, J_{1\,w}\, w_1.$$

Im Rotor müssen wir also erstens eine gleich gross entgegengesetzt gerichtete M.M.K. haben und ausserdem eine M.M.K. in Quadratur zu dieser zur Erzeugung des Drehfeldes. Die erste M.M.K. des Rotors ist gleich

$$F_1 = 0{,}9\, f_{w_2} m_2\, J_{2\,w}\, w_2$$

und bedingt einen Wattstrom $J_{2\,w}$ im Rotor

$$J_{2\,w} = \frac{f_{w_1}\, m_1\, w_1}{f_{w_2}\, m_2\, w_2}\, J_{1\,w} = \frac{J_{1\,w}}{u_{i\,a}}.$$

$u_{i\,a}$ ist das Uebersetzungsverhältnis der Ströme des Asynchronmotors.

Der Magnetisierungsstrom des Rotors ergibt sich aus der Beziehung

$$0{,}9\, f_{w_2}\, m_2\, J_a \,.\, w_2 = p_a\, AW_{k\,a}, \quad \ldots\ldots \quad (5)$$

wo $AW_{k\,a}$ die Ampèrewindungen pro magnetischen Kreis des Asynchronmotors bezeichnet, die zur Erzeugung des Kraftflusses Φ_a erforderlich sind. Der resultierende Rotorstrom eines Mehrphasen-Kaskadenumformers ist unter Annahme von Phasengleichheit zwischen dem Statorstrom und der induzierten E.M.K. gleich

$$J_2 = \sqrt{J^2_{2\,w} + J_a^2}. \quad \ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

In dem Einphasen-Kaskadenumformer tritt im Rotor ausserdem ein Strom J_{2i} von grosser Periodenzahl auf, der zur Tötung des inversen Drehfeldes der einphasigen Statorwicklung dient. Dieser Strom hat die Periodenzahl

$$c_i = \frac{2 p_a + p_g}{p_a + p_g} c$$

und ist fast gleich J_{2w}. Es wird somit der resultierende Rotorstrom eines Einphasen-Kaskadenumformers

$$J_2 \cong \sqrt{2 J^2_{2w} + J_a^2}.$$

Die elektrische Leistung des Rotors wird sowohl für Mehr- wie für Einphasenumformer gleich

$$W_{a_2} \cong m_2 E_2 J_{2w} \cong \frac{m_2}{u_{ea} u_{ia}} E_1 J_{1w} \frac{p_g}{p_a + p_g}.$$

Es ist

$$\frac{m_2}{u_{ea} u_{ia}} = m_2 \frac{f_{w_2} w_2}{f_{w_1} w_1} \cdot \frac{f_{w_1} m_1 w_1}{f_{w_2} m_2 w_2} = m_1,$$

also

$$W_{a_2} = m_1 E_1 J_{1w} \frac{p_g}{p_a + p_g} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \cdot W_{a_1}. \quad . \quad . \quad (7)$$

Die gesamte auf den Rotor übertragene Leistung ist $W_{a_1} = m_1 E_1 J_{1w}$; und da $\frac{p_g}{p_a + p_g} W_{a_1}$ in Form elektrischer Leistung übergeht, so wird die Leistung

$$W_m = W_{a_1} - W_{a_2} = W_{a_1}\left(1 - \frac{p_g}{p_a + p_g}\right) = W_{a_1} \frac{p_a}{p_a + p_g} \quad (8)$$

in Form mechanischer Arbeit übertragen. Diese mechanische Arbeit wird im Gleichstromanker wieder in elektrische Energie umgewandelt.

Wie hieraus ersichtlich, arbeitet die Asynchronmaschine $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ tel als Transformator und $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ tel als Asynchronmotor.

2. Was nun die Gleichstrommaschine anbetrifft, so wird, abgesehen von den kleinen Verlusten im Rotor, derselben eine elektrische Leistung gleich $\frac{p_g}{p_a + p_g} W_{a_1}$ und eine mechanische Leistung gleich $\frac{p_a}{p_a + p_g} W_{a_1}$ zugeführt. Sie arbeitet somit $\frac{p_g}{p_a + p_g}$ tel als Umformer und $\frac{p_a}{p_a + p_g}$ tel als Gleichstromgenerator.

Da die Wechsel-E.M.K. E_w zwischen den Klemmen an der Wechselstromseite und die Gleich-E.M.K. zwischen den Bürsten am Kommutator in derselben Ankerwicklung und von demselben Kraftfluss Φ_g induziert werden, so besteht zwischen denselben bekanntlich ein ganz bestimmtes Verhältnis. Stehen die Bürsten am Kommutator in der neutralen Zone, so ist bekanntlich unabhängig von der Form der Feldkurve

$$E_g = 4 c_g w_g \Phi_g 10^{-8} \text{Volt}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

wo $c_g = \frac{p_g n}{60}$ die Periodenzahl der Kraftflussvariation, Φ_g der maximale Kraftfluss pro Pol und w_g die zwischen den Kommutatorbürsten in Serie liegenden Windungen bedeutet.

Die effektive Wechsel-E.M.K. zwischen zwei Anschlusspunkten der Gleichstromwicklung ist gleich

$$E_w = 4 k c_g w_u \Phi_g 10^{-8} \text{Volt}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (10)$$

wo der E.M.K.-Faktor $k = f_B \cdot f_w$ = Formfaktor der Feldkurve mal Wicklungsfaktor und wo w_u gleich den zwischen zwei Anschlusspunkten in Serie liegenden Windungen. Es ist somit das Verhältnis zwischen den induzierten E.M.K en

$$u_{eg} = \frac{E_w}{E_g} = k \cdot \frac{w_u}{w_g}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

Für eine gerade Phasenzahl oder eine gerade Zahl von Anschlusspunkten ist die Windungszahl w_u zwischen den diametralen Punkten in einem zweipoligen Schema gleich der Windungszahl w_g zwischen den Kommutatorbürsten und der Wicklungsfaktor gleich $\frac{2}{\pi}$. Für eine sinusförmige Feldkurve ist der Formfaktor $f_B = 1{,}11$. Es wird somit bei gerader Phasenzahl

$$E_w = f_B f_w E_g = 1{,}11 \cdot \frac{2}{\pi} E_g = \frac{E_g}{\sqrt{2}}. \quad . \quad . \quad . \quad (12)$$

Dies ist auch leicht verständlich. Die Potentialkurve längs des Kommutatorumfanges ist nämlich bei sinusförmiger Feldkurve selbst eine Sinuskurve von der Amplitude $\frac{E_g}{2}$ und die Amplitude der Wechsel-E.M.K. $E_w \sqrt{2}$ ist gleich E_g.

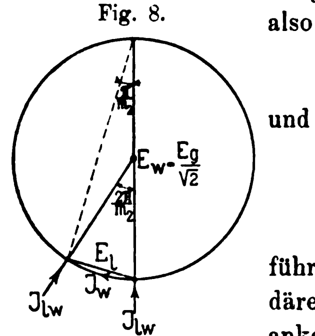
Zwischen zwei Anschlusspunkten der Gleichstromwicklung (Fig. 8),

die in einem zweipoligen Schema um $\frac{2\pi}{m_2}$ voneinander entfernt sind, wird bei sinusförmiger Feldkurve eine E.M.K. E_l induziert

$$E_l = E_w \sin\frac{\pi}{m_2} = \frac{E_g}{\sqrt{2}} \sin\frac{\pi}{m_2}. \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

Wenn wir vorläufig von dem kleinen Spannungsabfall im Umformeranker und am Kommutator absehen, so gelten für die Spannungen dieselben Beziehungen wie für die E.M.K., also

Fig. 8.



$$\left.\begin{aligned} P_w &= \frac{P_g}{\sqrt{2}} \\ \text{und} \quad P_l &= \frac{P_g}{\sqrt{2}} \sin\frac{\pi}{m_2}. \end{aligned}\right\} \quad . \quad . \quad (14)$$

Ist W_w die dem Gleichstromanker zugeführte Wechselstromleistung und m_2 die sekundäre Phasenzahl, so ist der dem Gleichstromanker zugeführte Wattstrom

$$J_{lw} = \frac{W_w}{m_2 \frac{P_w}{2}} = \frac{2\,W_w}{m_2\,P_w} = \frac{2\sqrt{2}\,W_w}{m_2\,P_g} \quad . \quad . \quad (15)$$

und der in der Ankerwicklung von J_{lw} bedingte Wattstrom J_w gleich

$$J_w = \frac{W_w}{m_2\,P_l} = \frac{\sqrt{2}\,W_w}{m_2\,P_g \sin\frac{\pi}{m_2}} = \frac{J_{lw}}{2\sin\frac{\pi}{m_2}}. \quad . \quad . \quad (16)$$

Andererseits erhält man, wie leicht ersichtlich, für Sternschaltung des Rotors:

$$P_w = 2\,P_2, \qquad J_{2w} = J_{lw} = \sin\frac{\pi}{m_2}\,.\,2\,J_w$$

und für Ringschaltung des Rotors:

$$P_l = P_2, \qquad J_w = J_{2w}.$$

Dem Gleichstromanker wird ausser dem Wattstrome J_w noch ein wattloser Strom J_a zur Erregung des Asynchronmotors entnommen. Wenn der Kaskadenumformer ausserdem einen wattlosen Strom J_{1wl} ins Netz liefern soll, so hat der Gleichstromanker auch einen entsprechenden wattlosen Strom $J_{2wl} = \frac{J_{1wl}}{u_i}$ an die Rotorwicklung abzugeben. Den totalen wattlosen Strom $J_a + J_{2wl}$, den der Umformer

zu liefern hat, drücken wir am besten in Prozenten des Wattstromes aus. In dieser Weise lassen sich auch die wattlosen Ströme des Gleichstromankers leicht aus denen der Rotorwicklung berechnen.

Der wattlose Strom der Ankerwicklung ergibt sich somit aus

$$\frac{J_{wl}}{J_w} = \frac{J_a + J_{2wl}}{J_{2w}}$$

zu

$$J_{wl} = \frac{J_a + J_{2wl}}{J_{2w}} J_w. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

Dem Gleichstromanker wird mittels des Kommutators ein Gleichstrom

$$J_g = \frac{W_g}{P_g}$$

entnommen. Indem

$$W_w \cong \frac{p_g}{p_a + p_g} W_g$$

ist, so wird

$$J_{lw} \cong \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2}\, W_g}{m_2 P_g} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2}\, J_g}{m_2},$$

woraus folgt

$$J_w \cong \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{\sqrt{2} J_g}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (18)$$

Beispiel. Es sind 500 Kw. Dreiphasenstrom von 5000 Volt Klemmenspannung und 50 Perioden mittels eines Kaskadenumformers in Gleichstrom von 2×120 Volt umzuwandeln. Ausserdem soll der Umformer 33 % wattlosen Strom im Netz liefern.

Wir geben der Asynchronmaschine 4 Pole, der Gleichstrommaschine 6 Pole, also $p_a = 2$ und $p_g = 3$. Der Kaskadenumformer erhält somit eine Tourenzahl

$$n = \frac{60 \,.\, c}{p_a + p_g} = \frac{60 \,.\, 50}{2 + 3} = 600.$$

Das Drehfeld rotiert im Asynchronmotor mit der Tourenzahl

$$n_D = \frac{60\, c}{p_a} = 1500 \text{ Touren},$$

also 2,5mal so schnell wie der Rotor.

Die Phasenspannung des Stators wird unter Annahme von Sternschaltung

$$P_1 = \frac{5000}{\sqrt{3}} = 2890 \text{ Volt}$$

und der Wattstrom des Stators pro Phase

$$J_{1w} = \frac{500\,000}{3 \times 5000} = 57{,}8 \text{ Amp.}$$

Der wattlose Strom ist 33 % davon, also

$$J_{1wl} = 0{,}33 \,.\, 57{,}8 = 19{,}1 \text{ Amp.}$$

Der totale Statorstrom

$$J_1 = \sqrt{J^2_{1w} + J^2_{1wl}} = 60{,}9 \text{ Amp.},$$

also

$$\cos \psi_1 = \frac{J_{1w}}{J_1} = 0{,}95.$$

Auf den Rotor wird

$$W_{a_2} \cong \frac{p_g}{p_a + p_g} W_{a_1} = \frac{3}{5} 500 = 300 \text{ Kw.}$$

elektrische Leistung und

$$W_m \cong \frac{p_a}{p_a + p_g} W_{a_1} = \frac{2}{5} 500 = 200 \text{ Kw.}$$

mechanische Leistung übertragen.

Da der Umformer zur Speisung eines Dreileiternetzes dienen soll, so muss die Rotorwicklung in Stern geschaltet werden. Führen wir dieselbe mit neun Phasen aus, so wird die Spannung pro Phase im Rotor

$$P_2 = \frac{P_w}{2} = \frac{P_g}{2\sqrt{2}} = \frac{240}{2\sqrt{2}} = 85 \text{ Volt}$$

und der Wattstrom im Rotor

$$J_{2w} = \frac{W_{a_2}}{m_2 P_2} = \frac{300\,000}{9 \,.\, 85} = 391 \text{ Amp.}$$

Der wattlose Strom im Rotor setzt sich zusammen erstens aus dem Magnetisierungsstrome zur Erzeugung des Drehfeldes und zweitens aus den 33 % wattlosen Strom, der auf den Stator übertragen werden soll. Nehmen wir den Magnetisierungsstrom zu 27 % des Wattstromes an, so wird der totale wattlose Strom des Rotors

$$J_{2wl} = (0{,}27 + 0{,}33)\, J_{2w} = 0{,}6\, J_{2w} = 228{,}5 \text{ Amp.}$$

Der totale Rotorstrom wird gleich

$$J_2 = \sqrt{J^2_{2w} + J^2_{2wl}} = 454 \text{ Amp.},$$

also

$$\cos \psi_2 = \frac{J_{2w}}{J_2} = 0{,}857.$$

Der Ankerwicklung der Gleichstrommaschine wird ein Wattstrom

$$J_w = \frac{J_{2w}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} = \frac{391}{2 \sin 20^0} = 581 \text{ Amp.}$$

zugeführt und ein wattloser Strom

$$J_{wl} = \frac{J_{2wl}}{J_{2w}} J_w = \frac{J_{2wl}}{2 \sin 20^0} = \frac{228{,}5}{0{,}686} = 331 \text{ Amp.}$$

entnommen.

Nehmen wir 10% Verluste im Umformer an, so liefert er

$$J_g = \frac{W_g}{P_g} = \frac{0{,}9 \cdot 500000}{240} = 1870 \text{ Amp.},$$

d. h. wir haben

$$\frac{J_g}{2} = 935 \text{ Amp.}$$

Gleichstrom in denselben Ankerdrähten, denen wir 581 Amp. Wattstrom zuführen und 331 Amp. wattlosen Strom entnehmen.

3. Resultierender Strom im Gleichstromanker.

Der die Leiter des Gleichstromankers durchfliessende Strom ist die Differenz zwischen dem zugeführten Wechselstrom und dem erzeugten Gleichstrom. — Der Gleichstrom wechselt in jeder Ankerspule seine Richtung in dem Augenblicke, wo die Ankerspule die Kommutatorbürsten passiert; er ist somit im Anker ein Wechselstrom von rechteckiger Wellengestalt mit der Amplitude $\frac{J_g}{2}$. Diesen zerlegen wir in seine Harmonischen; der Grundstrom erhält die Amplitude

$$\frac{4}{\pi} \frac{J_g}{2} = \frac{2}{\pi} J_g$$

und den Effektivwert

$$\frac{\sqrt{2}\, J_g}{\pi}.$$

Die Oberströme haben zusammen einen Effektivwert

$$J_{ob} = \sqrt{\left(\frac{J_g}{2}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{2}\,J_g}{\pi}\right)^2}$$

$$= \frac{J_g}{2}\sqrt{1^2 + \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2} = 0{,}436\,\frac{J_g}{2}. \quad . \quad . \quad (19)$$

Für sehr viele Phasen im Rotor fällt der Wattstrom in jeder Spule des Gleichstromankers mit dem Grundstrom in der Phase zusammen, so dass diese beiden sich direkt subtrahieren. Der resultierende Grundstrom setzt sich somit aus einem Wattstrome $\frac{\sqrt{2}\,J_g}{\pi} - J_w$ und aus einem wattlosen Strome J_{wl} zusammen. Ist die Phasenzahl des Rotors verhältnismässig klein, z. B. sechs oder neun, so fällt der Wattstrom J_w nicht in allen Ankerspulen in der Phase mit dem Grundstrom zusammen, sondern er ist dem Grundstrome gegenüber in einigen Spulen phasenverfrüht und in anderen phasenverspätet. Dadurch treten natürlich grössere Stromwärmeverluste im Gleichstromanker auf. Führen wir die folgenden Bezeichnungen ein

$$J_w = u_{ig}\,\frac{J_g}{2}, \qquad J_{wl} = v_{ig}\,\frac{J_g}{2},$$

so lässt sich zeigen [1]), dass der totale Stromwärmeverlust des Ankers eines Mehrphasenumformers zu dem eines reinen Gleichstromankers im Verhältnis

$$\nu = 1 + u^2_{ig} + v^2_{ig} - \frac{4\sqrt{2}\,u_{ig}\,m_2}{\pi^2}\sin\frac{\pi}{m_2}$$

steht. Indem

$$u_{ig} = \frac{2\,J_w}{J_g} = \frac{p_g}{p_a + p_g}\;\frac{2\sqrt{2}}{m_2 \sin\frac{\pi}{m_2}}$$

ist, wird

$$\nu = 1 + u^2_{ig} + v^2_{ig} - \frac{16}{\pi^2}\,\frac{p_g}{p_a + p_g}. \quad . \quad . \quad . \quad (20)$$

In dem obigen Beispiel war

$\frac{J_g}{2} = 935$ Amp. $J_w = 581$ Amp. $J_{wl} = 331$ Amp. und $m_2 = 9$;

---

[1]) Siehe Wechselstromtechnik Bd. IV. Die synchronen Wechselstrommaschinen. Von E. Arnold und J. L. la Cour.

es wird somit

$$u_{ig} = 0{,}623 \qquad v_{ig} = 0{,}354$$

und

$$\nu = 1 + 0{,}623^2 + 0{,}354^2 - \frac{4\sqrt{2} \times 0{,}623 \,.\, 9}{\pi^2} \sin 20^0$$

$$= 1 + 0{,}388 + 0{,}127 - 1{,}09 = 0{,}506.$$

Soll der Stromwärmeverlust in der Ankerwicklung der Gleichstrommaschine derselbe sein wie bei einem gewöhnlichen Gleichstromgenerator, so kann der vom Umformer gelieferte Strom und somit seine Leistung im Verhältnis $\frac{1}{\sqrt{\nu}}$ grösser sein. In dem obigen Beispiel wird $\frac{1}{\sqrt{\nu}} = 1{,}41$. Der 450 Kw.-Umformer wäre somit zu dimensionieren wie eine $\frac{450}{1{,}41} = 320$ Kw.-Gleichstrommaschine. In der folgenden Tabelle sind ν und $\sqrt{\frac{1}{\nu}}$ für zwei Fälle eines Dreiphasen-Kaskadenumformers berechnet und zusammengestellt:

I. Rotor 12 Phasen 33,3 % wattloser Strom im Rotor,
II. Rotor 9 Phasen 66,7 % wattloser Strom im Rotor.

Beim Einphasenumformer mit Phasengleichheit an den Primärklemmen tritt in der Rotorwicklung und somit auch in der Umformerwicklung ein dem Wattstrome gleich grosser Strom zur Vernichtung des inversen Drehfeldes auf. Dieser Strom hat eine grössere Periodenzahl als der Wattstrom und bedingt deswegen nur einen Stromwärmeverlust im Gleichstromanker proportional u^2_{ig}. Für einen Einphasen-Kaskadenumformer mit Phasengleichheit an den Primärklemmen erhalten wir somit den folgenden Ausdruck für

$$\nu' = 1 + 2u^2_{ig} + v^2_{ig} - \frac{4\sqrt{2}\, u_{ig}\, m_2 \sin\frac{\pi}{m_2}}{\pi^2}$$

oder

$$\nu' = 1 + 2u^2_{ig} + v^2_{ig} - \frac{16}{\pi^2}\,\frac{p_g}{p_a + p_g} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (21)$$

In der folgenden Tabelle sind für dieselben Fälle wie oben ν' und $\frac{1}{\sqrt{\nu'}}$ für $v_{ig} = 0{,}25\, u_{ig}$ und $v_{ig} = 0{,}40\, u_{ig}$ zusammengestellt.

Dreiphasenumformer.

$m_2 = 12. \quad v_{ig} = \frac{1}{3} u_{ig}.$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,597	0,497	0,42	0,363	0,33	0,30
$\sqrt{\frac{1}{\nu}}$	1,295	1,42	1,545	1,66	1,74	1,825
$\frac{n_D}{n}$	1,43	1,67	2,0	2,5	3,03	4,0

$m_2 = 9. \quad v_{ig} = \frac{2}{3} u_{ig}.$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,623	0,546	0,493	0,465	0,464	0,468
$\sqrt{\frac{1}{\nu}}$	1,265	1,355	1,425	1,465	1,470	1,460
$\frac{n_D}{n}$	1,43	1,67	2,0	2,5	3,03	4,0

Einphasenumformer.

$m_2 = 12. \quad v_{ig} = \frac{1}{4} u_{ig}.$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,672	0,632	0,62	0,661	0,70	0,767
$\sqrt{\frac{1}{\nu}}$	1,22	1,258	1,27	1,23	1,19	1,155
$\frac{n_D}{n}$	1,43	1,67	2,0	2,5	3,03	4,0

$m_2 = 9. \quad v_{ig} = \frac{1}{3} u_{ig}.$

$\frac{p_g}{p_a + p_g}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
ν	0,673	0,634	0,633	0,664	0,716	0,783
$\sqrt{\frac{1}{\nu}}$	1,22	1,255	1,255	1,225	1,18	1,13
$\frac{n_D}{n}$	1,43	1,67	2,0	2,5	3,03	4,0

Ist die Phasenzahl m_2 sehr gross, so wird

$$\sin\frac{\pi}{m_2} \cong \frac{\pi}{m_2} \quad \text{und} \quad \frac{4\sqrt{2}\, m_2 \sin\frac{\pi}{m_2}}{\pi^2} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} = 1{,}80,$$

also

$$\nu_{(m_2=\infty)} = 1 + u_{i\,g}^2 + v_{i\,g}^3 - 1{,}8\,u_{i\,g},$$

wo

$$u_{i\,g} = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}9 \frac{p_g}{p_a + p_g}.$$

4. Die Oberströme.

Die im Vorhergehenden abgeleiteten Beziehungen gelten nur unter der Annahme, dass die zugeführte Wechselspannung gleich der im Gleichstromanker induzierten Wechsel-E.M.K. ist und dies trifft in den meisten Fällen zu. Ist es nicht der Fall, werden Oberströme entstehen und zwar fast dieselben bei Leerlauf wie bei Belastung. Diese Oberströme können die Verhältnisse $u_{e\,g} = \frac{E_w}{E_g}$ und $\frac{E_l}{E_g}$ nur wenig ändern; denn die durch Oberströme bedingten Spannungsabfälle haben wenig Einfluss auf die effektive Spannung. Die durch die Verschiedenheit der Kurvenformen bedingten Oberströme addieren sich zu denjenigen, die von der Rechteckform des Gleichstromes herrühren. Dadurch können die Verluste durch Stromwärme in der Ankerwicklung entweder stark erhöht oder verkleinert werden. Es ist wegen des schädlichen Einflusses der Oberströme in synchronen Betrieben stets anzuraten, möglichst sinusförmige E.M.K.-Kurven anzustreben; denn selbst wenn man bei einer komplizierten Kurvenform bei einer gewissen Phasenverschiebung die Verluste im Umformeranker verkleinern könnte, so würde das nicht bei anderen Phasenverschiebungen zutreffen und der erzielte Vorteil ist ausserdem minimal. — Da die Asynchronmaschine eine etwas grössere Reaktanz als ein stationärer Transformator besitzt, so nimmt der Kaskadenumformer kleinere Oberströme von aussen auf als der gewöhnliche rotierende Umformer.

V. Spannungsänderung.

a) Asynchronmaschine. Die Asynchronmaschine lässt sich bekanntlich auf denselben äquivalenten Stromkreis wie der stationäre Transformator zurückführen. Wir erhalten somit dasselbe Spannungsdiagramm für die Asynchronmaschine wie für einen stationären Transformator. Der äquivalente Stromkreis ist in Fig. 9 für eine Phase dargestellt. An den Stator- und Rotorklemmen haben wir die beiden Spannungen P_1 und P_2. In den beiden Wicklungen werden vom Hauptkraftflusse die E.M.Ke. E_1 und E_2 induziert J_a ist der Magnetisierungsstrom, der nötig ist, um den Kraftfluss Φ zu erzeugen. Im



äquivalenten Schema sind alle Grössen entweder auf Primär oder auf Sekundär reduziert und die auf den anderen Stromkreis reduzierten Grössen durch einen Strich oben bezeichnet. Bei der Reduktion von primären Grössen auf das sekundäre System sind alle primäre E.M.Ke. mit

$$u_{e\,a} \frac{p_g}{p_a + p_g} = \frac{f_{w_1} \cdot w_1}{f_{w_2} \cdot w_2} \frac{p_g}{p_a + p_g}$$

zu multiplizieren, alle primäre Ströme mit

$$u_{i\,a} = \frac{m_2\, f_{w_2}\, w_2}{m_1\, f_{w_1}\, w_1}$$

und alle Impedanzen mit

$$u_{z\,a} = \frac{u_{e\,a}}{u_{i\,a}} \frac{p_g}{p_a + p_g} = \frac{m_1\, f^2_{w_1}\, w_1^{\,2}}{m_2\, f^2_{w_2}\, w_2^{\,2}} \cdot \frac{p_g}{p_a + p_g} \quad . \quad . \quad (22)$$

Im Folgenden werden wir die Reduktion jedoch oft in der Weise berücksichtigen, dass die Spannungsabfälle in Prozenten der E.M.Ke.

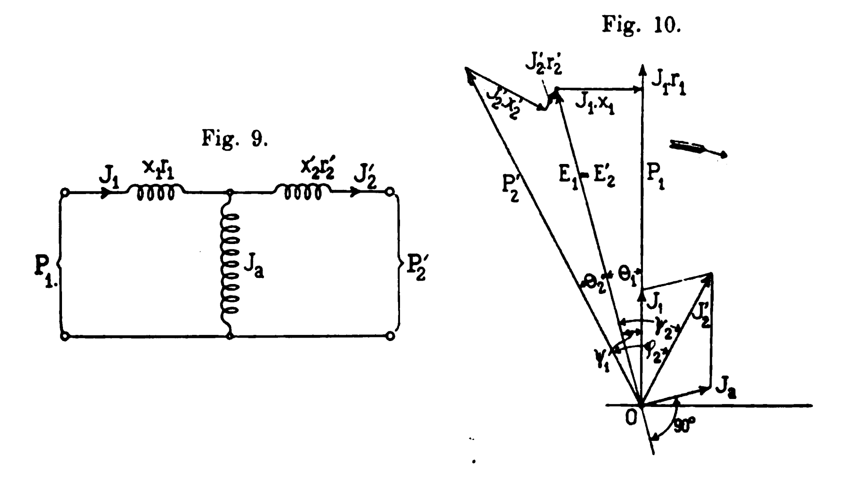


Fig. 9. Fig. 10.

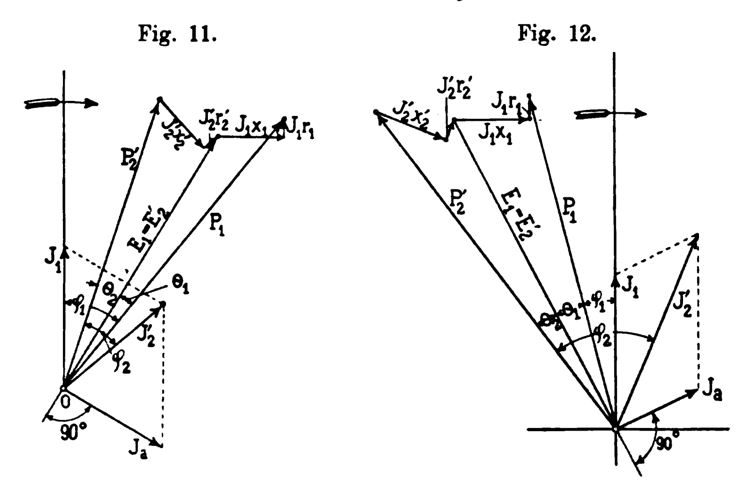
oder Spannungen ausgedrückt werden und die wattlosen Ströme in Prozenten der Wattströme u. s. w.

Wir bekommen nun das folgende Diagramm (Fig. 10), wenn wir von der Primärspannung ausgehen. Dasselbe bezieht sich auf Phasengleichheit an den Primärklemmen. Die reduzierte E.M.K. E_2' ist der Einfachheit halber in derselben Richtung wie E_1 aufgetragen und nicht in der entgegengesetzten Richtung, wie es sonst üblich ist. Der Sekundärstrom J_2' eilt in diesem Falle der Spannung voraus. Die Sekundärspannung P_2' ist gewöhnlich grösser als die Primärspannung P_1.

In den beiden Figuren 11 und 12 ist dasselbe Diagramm für Phasennacheilung und Voreilung des Stromes an den Primärklemmen dargestellt. Je mehr der Strom voreilt, um so mehr erhöht die Sekundärspannung sich über die Primärspannung.

Soll aus den Dimensionen einer Asynchronmaschine die Spannungsänderung von Leerlauf bis Belastung schnell bestimmt werden, so geschieht dies am besten in der Weise, dass man den Einfluss der Wattströme und der wattlosen Ströme je für sich betrachtet. Ein

Fig. 11. Fig. 12.



Wattstrom hat immer einen Ohmschen Spannungsabfall in Phase mit der E.M.K. und eine Reaktanzspannung in Quadratur zu derselben zur Folge. Umgekehrt ist es mit dem wattlosen Strom; seine Reaktanzspannung ist in Phase mit der E.M.K. und von dieser zu subtrahieren, wenn der wattlose Strom nacheilt und zu addieren, wenn er voreilt. Die Widerstandsspannung des wattlosen Stromes ist dagegen in Quadratur zu der E.M.K. — Wir haben in der Asynchronmaschine also die folgenden Widerstands- und Reaktanzspannungen in Phase mit der E.M.K.

$$J_{1\,w}\, r_1 \qquad J_{1\,wl}\, x_1 \qquad J'_{2\,w}\, r_2' \qquad J'_{2\,wl}\, x_2'$$

und in Quadratur zu der E.M.K.

$$J_{1\,w}\, x_1 \qquad J_{1\,wl}\, r_1 \qquad J'_{2\,w}\, x_2' \qquad J'_{2\,wl}\, r_2'.$$

Die Differenz zwischen Primär- und Sekundärspannung ergibt sich mit genügender Genauigkeit zu

$$P_1 - P_2' = J_{1\,w}\, r_1 + J'_{2\,w}\, r_2' + J_{1\,wl}\, x_1 + J'_{2\,wl}\, x_2' + \frac{(J_{1\,w}\, x_1 - J'_{2\,w}\, x_2' - J_{1\,wl}\, r_1 + J'_{2\,wl}\, r_2')^2}{200\, E_1} \quad . \quad . \quad . \quad (23)$$

In dieser und in der folgenden Formel sind alle phasenverspäteten Ströme positiv und alle phasenverfrühten negativ zu rechnen.

Es ist

$$J_{1\,w} = J'_{2\,w} \qquad J_{1\,w\,l} = J'_{2\,w\,l} + J_a.$$

Indem $(J_{1\,w\,l}\, r_1 - J'_{2\,w\,l}\, r_2')$ und $(J_{1\,w}\, x_1 - J'_{2\,w}\, x_2')$ verhältnismässig kleine Grössen sind und da das letzte Glied nicht sehr in Betracht kommt, so können wir schreiben

$$P_1 - P_2' = J_{1\,w}\,(r_1 + r_2') + J_{1\,w\,l}\,(x_1 + x_2') - J_a\, x_2'. \quad . \quad (24)$$

Kennen wir deswegen die Widerstandsspannung des Wattstromes und die Reaktanzspannung des wattlosen Stromes und des Magnetisierungsstromes in Prozenten von der E.M.K., so lässt sich $P_1 - P_2'$ leicht bestimmen.

Beispiel. Wir nehmen 3 % Widerstandsspannung und 20 % Reaktanzspannung für den Wattstrom an. Ferner nehmen wir an, dass die Asynchronmaschine einen wattlosen Strom gleich 35 % vom Wattstrome ins Netz schicken soll und dass der Magnetisierungsstrom 25 % des Wattstromes beträgt. Es wird dann

$$\frac{P_1 - P_2'}{E_1} \,.\, 100 = 3 - 0{,}3 \,.\, 20 - 0{,}25 \,.\, 10 = 3 - 6 - 2{,}5 = -5{,}5\,\%,$$

d. h. die Sekundärspannung ist 5,5 % grösser als die Primärspannung, beide reduziert auf dieselbe Wicklung.

Die beiden Vektoren P_1 und P_2' bilden miteinander einen Winkel $\Theta_1 + \Theta_2$; dieser Winkel ist besonders abhängig von den Spannungen in Quadratur zu der E.M.K. E_1. Indem Θ_1 und Θ_2 beide kleine Winkel sind, so kann man angenähert schreiben:

$$\Theta_1{}^0 + \Theta_2{}^0 \cong \frac{180}{\pi}\,(\sin \Theta_1 + \sin \Theta_2) =$$

$$57{,}3 \,.\, \frac{J_{1\,w}\,(x_1 + x_2') - J_{1\,w\,l}\, r_1 - J'_{2\,w\,l}\, r_2'}{E} \cong 57{,}3\; \frac{J_{1\,w}\,(x_1 + x_2')}{E}. \quad (25)$$

Bei dem obigen Beispiel erhalten wir

$$\Theta_1 + \Theta_2 \cong 57{,}3\; \frac{20}{100} = 11{,}46^0.$$

Sind die Daten einer Asynchronmaschine nicht bekannt, so lassen sich die Widerstands- und Reaktanzspannungen leicht durch einen Kurzschlussversuch ermitteln. Die Kurzschlussspannung $P_{1\,k}$ ist gleich

$$P_{1\,k} = J_{1\,k} \sqrt{r^2_k + x^2_k}.$$

Indem r_k sich aus dem Wattverbrauch bei Kurzschluss W_k und aus dem Strome J_{1k} zu

$$r_k = \frac{W_k}{J^2_{1k}} \backsimeq r_1 + r_2' \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (26)$$

ergibt, so lässt $x_k \backsimeq x_1 + x_2'$ sich leicht ermitteln.

b) In dem Gleichstromanker liegen die Spannungsverhältnisse ebenso einfach wie in der Asynchronmaschine. Am leichtesten übersieht man dieselben, indem man das Potentialdiagramm des Kommutators aufzeichnet.

Dies wird bei sinusförmiger Feldkurve durch eine Sinuskurve (Fig. 13) dargestellt. Indem die Rotorwicklung fast direkt an den Kommutatorlamellen angeschlossen ist, so ist die Amplitude der Potentialkurve am Kommutator direkt $\sqrt{2}$ mal grösser als die Spannung P_w einer Doppelphase im Rotor. Stehen die Kommutatorbürsten in der neutralen Zone, d. h. am Scheitel der Potentialkurve, so wird die Gleichspannung

$$P_g = \sqrt{2}\, P_w - \Delta P,$$

wo ΔP den Spannungsverlust unter den Bürsten bedeutet. Dieser beträgt für die Bürsten beider Polaritäten zusammen 1,5 bis 2,5 Volt je nach der Härte der Kohlen. Die Stromdichte in den Uebergangsflächen haben auch einen kleinen, aber keinen grossen Einfluss auf den Spannungsverlust ΔP.

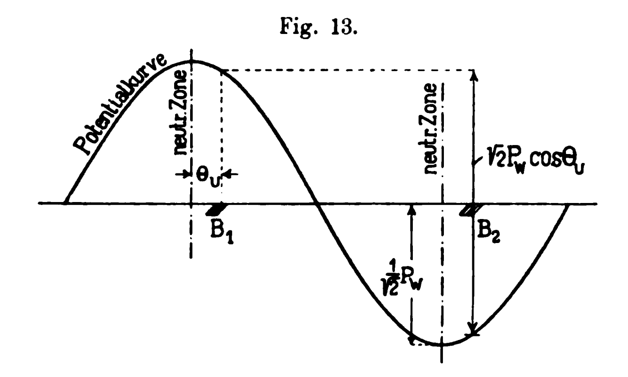
Werden die Bürsten aus der neutralen Zone, d. h. von den Scheiteln der Potentialkurve verschoben, so sinkt die Gleichstromspannung. Bezeichnen wir den Verschiebungswinkel, um den die Bürsten aus der neutralen Zone hinaus verschoben werden, in elektrischen Graden mit Θ_u, so wird die Gleichspannung

$$P_g = P_w \sqrt{2} \cos \Theta_u - \Delta P.$$

Eine derartige Verschiebung Θ_u der Bürsten (Fig. 13) tritt wirklich auf und zwar herrührend davon, dass die Gleichstrommaschine zum Teil als Gleichstromgenerator arbeitet. Der vom Generator erzeugte Gleichstrom erzeugt nämlich in der Ankerwicklung ein Querfeld, welches bekanntlich die Potentialkurve am Kommutator verschiebt. Die Verschiebung derselben von Leerlauf bis Belastung beträgt in modernen Gleichstromgeneratoren mit stark gesättigten Zähnen 10 bis 15°. Da aber die Maschine höchstens zur Hälfte als Gleichstromgenerator arbeitet, so wird die Potentialkurve, selbst wenn die Strombelastung des Ankers sehr gross gewählt wird, sich von Leerlauf bis

Belastung höchstens um 8 bis 12° verschieben. Nehmen wir im Mittel 10° an und stellen wir die Bürsten so ein, dass sie bei Halblast in der neutralen Zone zu stehen kommen, so wird Θ_u bei Leerlauf und

Fig. 13.



Belastung höchstens ca. 5° betragen und wir können für alle Belastungen somit $\cos \Theta_u \cong 1$ setzen, woraus folgt

$$P_g = P_w \sqrt{2} - \Delta P. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (27)$$

Der vom Gleichstromanker aufgenommene Wattstrom J_w ist, wie wir früher gesehen haben, lediglich abhängig von der Belastung an der Gleichstromseite und von dem Verhältnis der Polzahlen p_a und p_g; denn es ist

$$J_w = \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{\sqrt{2}\, J_g}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (28)$$

Um auch den von der Gleichstrommaschine bei gegebener Wechselspannung P_w, Erregung i_e und Belastung J_g aufgenommenen wattlosen Strom zu bestimmen, müssen wir zuerst die Ankerrückwirkung der Gleichstrommaschine etwas näher betrachten.

Der Wattstrom J_w verursacht im Gleichstromanker kein Querfeld, weil er direkt in den Gleichstrom $\frac{p_g}{p_a + p_g} J_g$ umgeformt wird und deswegen kein Drehmoment auf dem Anker ausüben kann. Ein Querfeld erzeugt nur der von der Gleichstrommaschine als Generator gelieferte Strom $J_{g,g}$ und dieser ist gleich

$$J_{g,g} = J_g - \frac{p_g}{p_a + p_g} J_g = \frac{p_a}{p_a + p_g} J_g. \quad . \quad . \quad . \quad (29)$$

Das Querfeld hat, wie oben erwähnt, eine Verschiebung der Potentialkurve am Kommutator zur Folge. Der Strom $J_{g,g}$ erzeugt aber auch eine Längsmagnetisierung des Feldes und diese ist proportional

$$\sin \Theta_u \cong \frac{\pi \Theta_u{}^0}{180^0}.$$

Ausserdem wird bei starker Sättigung der Zähne das Umformerfeld durch die quermagnetisierenden Ampèrewindungen des Stromes $J_{g,g}$ geschwächt, weil das Feld an der Eintrittsseite des Poles mehr geschwächt wird, als es an der Austrittsseite gestärkt wird. Das Umformerfeld wird somit in zweierlei Weise von dem Strome $J_{g,g}$ beeinflusst. Von Leerlauf bis Belastung kann man mit einer Schwächung des Feldes rechnen, die einer rückwirkenden Ampèrewindungszahl

$$AW_r = \frac{k_{zq} \Theta_u{}^0 \pi}{180^0} \cdot \frac{J_{g,g} \cdot N}{4a}$$

entspricht. Durch den Faktor k_{zq} wird der Einfluss der quermagnetisierenden Ampèrewindungen berücksichtigt; sind die Zähne stark gesättigt, wird Θ_u klein und k_{zq} gross, und umgekehrt sind die Zähne schwach gesättigt, so wird Θ_u gross und k_{zq} klein; man kann deswegen setzen

$$k_{zq} \Theta_u \cong 12^0,$$

also

$$\frac{k_{zq} \Theta_u{}^0 \pi}{180^0} = \frac{\pi}{15} \cong 0,20$$

und

$$AW_r = \frac{0,2 J_{g,g} N}{4a} = \frac{p_a}{p_a + p_g} \frac{J_g N}{20 \cdot a}, \quad . \quad . \quad . \quad (30)$$

wo N die Stabzahl des Umformerankers und a die halbe Anzahl der Ankerstromzweige bedeutet.

Von Leerlauf bis Belastung haben wir ausserdem einen Ohmschen Spannungsabfall an der Gleichstromseite gleich

$$J_g \sqrt{\nu} R_a$$

und an der Wechselstromseite also gleich

$$J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}} R_a,$$

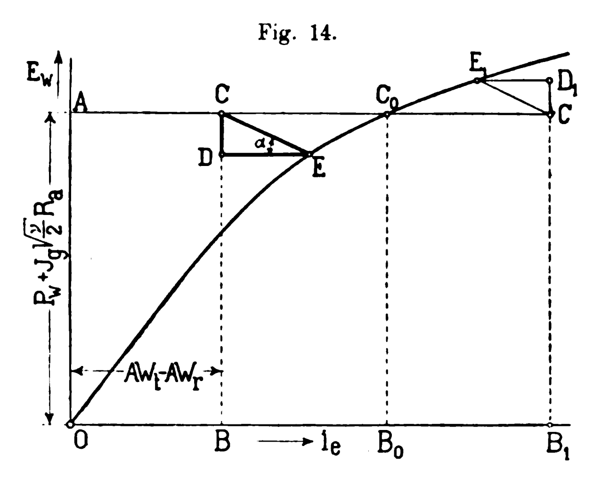
wo R_a den Widerstand der Ankerwicklung bedeutet; ν ist das früher definierte Verhältnis zwischen den Verlusten in einem Umformeranker und in einem Gleichstromanker. Der wattlose Strom J_{wl} hat im Um-

formeranker eine Reaktanzspannung $J_{wl}\, x_{s_1}$ in Phase mit der induzierten E.M.K. E_w zur Folge, und wirkt ausserdem mit einer Ampèrewindungszahl

$$AW_e = k_0 \frac{J_{wl}\, N}{2\,a} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (31)$$

auf das Feld zurück. k_0 ist der sogenannte M.M.K.-Faktor der Synchronmaschine, der für den Umformer zu 0,75 gesetzt werden kann, weil das Verhältnis zwischen Polbogen und Polteilung ungefähr $^2/_3$ beträgt. Bezeichnen wir die totalen Ampèrewindungen auf den Feld-

Fig. 14.



magneten mit AW_t, so wird das Umformerfeld von $AW_t + AW_e - AW_r$ erzeugt und dieses Feld induziert in der Ankerwicklung die Wechsel-E.M.K.

$$E_w = P_w + J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}}\, R_a - J_{wl}\, x_{s_1}.$$

Um nun J_{wl} zu bestimmen, muss man die Leerlaufcharakteristik (Fig. 14) zur Hilfe nehmen. Auf der Ordinatenachse trägt man

$$P_w + J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}}\, R_a = \overline{OA}$$

ab und zieht durch A eine Horizontale. Ferner trägt man

$$AW_t - AW_r = \overline{OB}$$

auf die Abscissenachse ab und zieht durch B eine Vertikale BC. Zieht man nun durch C eine schräge Gerade so, dass $\overline{CD} = J_{wl}\, x_{s_1}$ und $\overline{DE} = AW_e = \frac{k_0 N}{2\,a} J_{wl}$, so sieht man leicht ein, dass für alle Er-

regungen das Dreieck CDE dieselbe Form beibehält. Hieraus folgt eine einfache Konstruktion zur Bestimmung von J_{wl}. Man ermittelt einfach den Winkel $CED = \alpha$

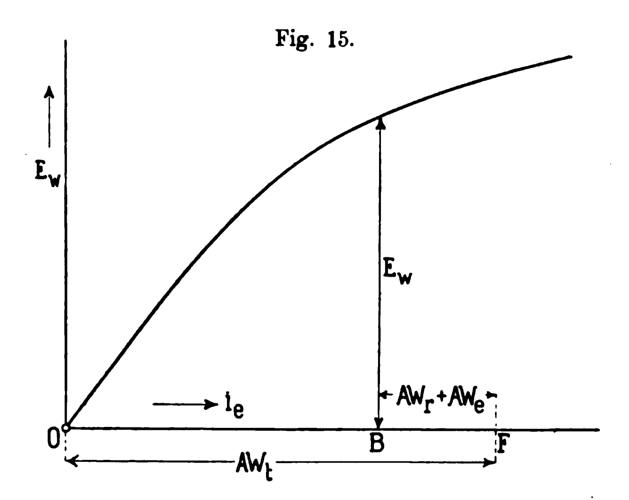
$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{J_{wl}\, x_{s_1}}{A W_e},$$

zieht durch C eine Schräge unter diesem Winkel zu AC und erhält

$$J_{wl} = \frac{\overline{CD}}{x_{s_1}}.$$

Bei Uebererregung des Umformers fällt B auf die andere Seite von

Fig. 15.



B_0; J_{wl} wird dann negativ, d. h. der wattlose Strom eilt der Spannung um 90^0 vor.

Wünscht man bei gegebener Belastung J_g, Gleichspannung P_g und wattlosem Strom J_{wl} die nötigen Feldampèrewindungen zu bestimmen, so geschieht dies in der folgenden Weise. Man berechnet zuerst

$$E_w = \frac{1}{\sqrt{2}} (P_g + \Delta P + J_g \sqrt{\nu}\, r_a) - J_{wl}\, x_{s_1},$$

trägt diese in der Leerlaufcharakteristik (Fig. 15) ein und addiert sie zu der Abscisse

$$\overline{BF} = A W_r + A W_e.$$

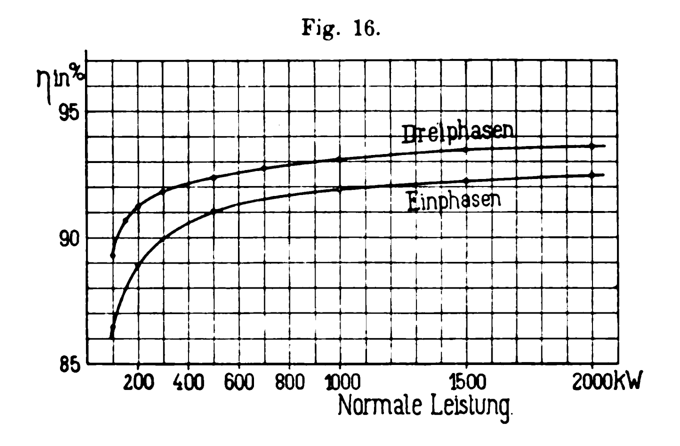
Es sind dann die erforderlichen Ampèrewindungen der Feldmagnete

$$A W_t = \overline{OB} + A W_r + A W_e.$$

VI. Wirkungsgrad.

Was die Verluste im Kaskadenumformer anbetrifft, so setzen diese sich zusammen aus den Eisen- und Kupferverlusten im Stator und Umformeranker, aus den Reibungsverlusten und aus den Verlusten in der Erregerwicklung und am Kommutator. Nur im Statoreisen geschieht die Ummagnetisierung mit der vollen Periodenzahl c. Die cyklische Ummagnetisierung des Rotor- und Ankereisens geschieht dagegen mit der kleineren Periodenzahl $c_g = \frac{p_g}{p_t} c$. Die Stromwärmeverluste in der Asynchronmaschine sind wie in jedem Wechselstromapparat grösser als die durch die Ohmschen Widerstände be-

Fig. 16.



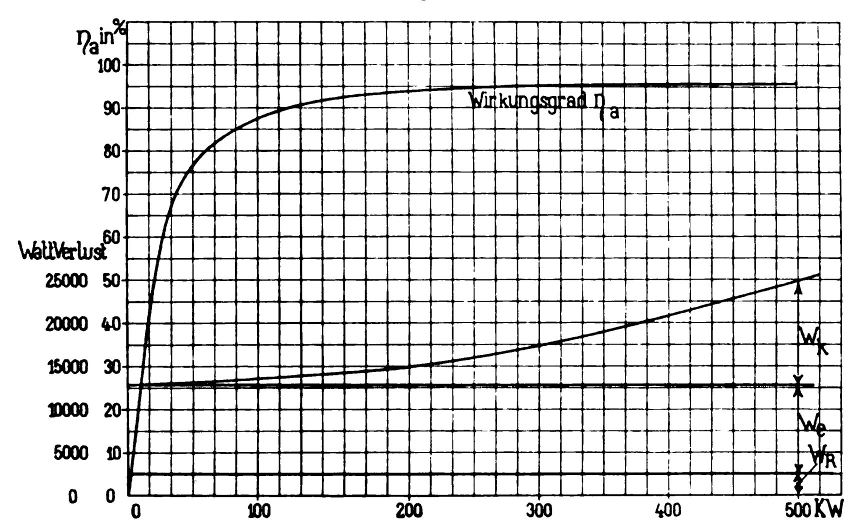
dingten. In den hier in Frage kommenden Asynchronmaschinen beträgt dieser Zuschlag, herrührend von Wirbelströmen, ca. 15 % für sehr grosse und ca. 25 % für kleinere Maschinen. In stationären Transformatoren derselben Grösse schwankt der Zuschlag zwischen 10 und 20 %. — Da das Drehfeld in der Asynchronmaschine mit sehr grosser Tourenzahl rotiert, so bekommt diese Maschine kleine Dimensionen und da man mit den Verlusten pro Kubikeinheit nicht über eine gewisse zulässige Grenze gehen kann, so erhält man verhältnismässig kleine Verluste in der Asynchronmaschine und somit einen guten Wirkungsgrad für dieselbe.

Die Kupferverluste des Umformer-Gleichstromankers verhalten sich zu denen eines Gleichstromankers wie $\nu : 1$. Aus diesem Grunde und weil der Anker sehr schnell rotiert, bekommt man für den Umformer-Gleichstromanker verhältnismässig kleine Dimensionen und Verluste. Da

die Grösse eines Wechselstrom-Gleichstromumformers ungefähr gleich der Grösse einer für die $\sqrt{\nu}$ mal so grosse Leistung gebaute Gleichstrommaschine ist, so sind die Verluste in grösseren Umformern auch nur $\sqrt{\nu}$ von den einer Gleichstrommaschine derselben Leistung. Nehmen wir deswegen 6 % Verlust in einer Gleichstrommaschine an, so wird man $6\sqrt{\nu}$ % Verlust in einem Umformer derselben Leistung erhalten, also für

$v_{ig} = \frac{1}{3} u_{ig} \frac{p_g}{p_a + p_g} =$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,67	0,75
$6\sqrt{\nu} =$	4,64	4,22	3,88	3,6	3,45	3,3

Fig. 17.



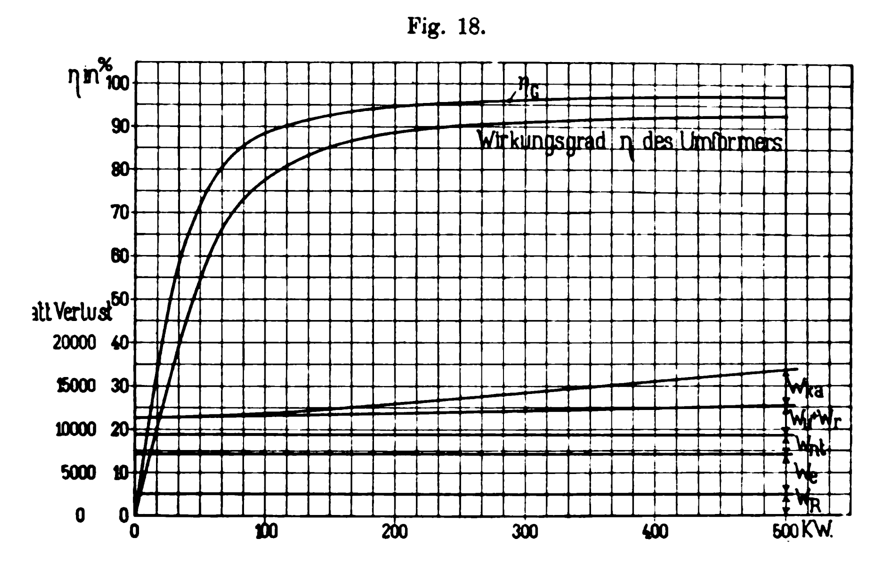
In der Fig. 16 sind unter Berücksichtigung aller Verluste die Wirkungsgrade einer Reihe Kaskadenumformer für 5000 Volt Wechselspannung und 600 Volt Gleichspannung als Funktion der normalen Leistungen aufgetragen. Die Kurve I bezieht sich auf Dreiphasen-Gleichstromumformer und die Kurve II auf Einphasen-Gleichstromumformer. In dem letzteren vermehrt der inverse Strom im Rotor und Umformeranker die Kupferverluste. In den Fig. 17 und 18 sind ausserdem die einzelnen Verluste und die Wirkungsgrade η_a der Asynchronmaschine, η_G der Gleichstrommaschine und η eines 500 KW.-Umformers als Funktion der Belastung dargestellt. Wie ersichtlich, erhält man den maximalen Wirkungsgrad in der Nähe der normalen Leistung, so

dass die Kurven Fig. 16 auch den maximalen Wirkungsgrad der betreffenden Maschinentypen darstellen, deren normalen Leistungen durch die Abscissen angegeben werden.

VII. Vorausberechnung.

Bei der Vorausberechnung eines Kaskadenumformers gehen wir für die Asynchronmaschine von der Primärseite und für die Gleichstrommaschine von der Gleichstromseite aus. Gegeben ist die Leistung W_g des Umformers auf der Gleichstromseite, die Gleichstromspannung

Fig. 18.



P_g und die Spannung, Periodenzahl und Phasenzahl des zugeführten Wechselstromes.

Zuerst müssen wir die Polpaarzahlen p_a und p_g der beiden Maschinen bestimmen; aus diesen ergibt sich dann die Tourenzahl $n = \frac{60\,c}{p_a + p_g}$. Die Polpaarzahl p_a der Asynchronmaschine wird so klein als praktisch möglich ist gewählt, weil dann das Drehfeld der Asynchronmaschine sehr schnell rotiert und ihre Abmessungen klein gehalten werden können. Es ist jedoch nicht ratsam, mit der Polpaarzahl p_a zu weit herunter zu gehen, weil dann das Eisengewicht und die Umfangsgeschwindigkeiten sehr gross werden. Die Rechnung zeigt, dass die folgenden Angaben als passend angesehen werden können.

Polpaarzahl	$p_a = 2$	für Maschinen	. . bis ca.	300	Kw.
„	$p_a = 3$	„ „	von 300 bis	700	„
„	$p_a = 4$	„ „	„ 700 „	1200	„
„	$p_a = 5$	„ „	„ 1200 „	1800	„
„	$p_a = 6$	„ „	„ 1800 „	2500	„

Was die Polpaarzahl der Gleichstrommaschine anbetrifft, so ist diese mit Bezug auf die Stromstärke, die die Maschine zu liefern hat, zu wählen. Es ist nicht ratsam, mit der Stromstärke pro Bürstenstift über ca. 750 Amp. zu gehen, wenn möglich bleibt man erheblich unter dieser Grenze. Hieraus folgt, dass

$$p_g > \frac{J_g}{750} = \frac{4\,W_g}{3\,P_g},$$

wo W_g die Leistung in Kw. bedeutet.

Man kann die Polpaarzahl der Gleichstrommaschine grösser wählen als die der Asynchronmaschine, denn je grösser $\frac{p_g}{p_a}$ gewählt wird, um so mehr arbeitet die Gleichstrommaschine als Umformer und um so kleiner werden ihre Abmessungen. Man kann, wenn P_g etwa 400 bis 600 Volt beträgt, setzen:

Polpaarzahl	$p_g = 2$	für Maschinen	. . . bis	300	Kw.
„	$p_g = 3$	„ „	von 300 „	700	„
„	$p_g = 4$	„ „	„ 600 „	1200	„
„	$p_g = 5$	„ „	„ 800 „	1800	„
„	$p_g = 6$	„ „	„ 1000 „	2500	„
„	$p_g = 8$	„ „	„ 1500	Kw. ab	
„	$p_g = 10$	„ „	„ 2000	„ „	

Nachdem man in dieser Weise die Polpaarzahlen festgelegt hat, geht man zu der Dimensionierung der einzelnen Maschinen über.

a) Asynchronmaschine. An der Gleichstromseite sind W_g Kw. abzugeben; den Wirkungsgrad η des Gesamtaggregates nehmen wir nach dem Kurvenblatt Fig. 15 an und erhalten somit die der Asynchronmaschine zugeführte Leistung

$$1000\,W_1 = \frac{1000\,W_g}{\eta} = m_1 P_1 J_1 \cos\varphi_1 \cong m_1 . P_1 . J_{1w}.$$

Es wird somit der Wattstrom der Statorwicklung

$$J_{1w} = \frac{1000\,W_1}{m_1 P_1} = \frac{1000\,W_g}{\eta\, m_1 P_1}.$$

Was den wattlosen Strom J_{1wl} anbetrifft, so ist derselbe nicht immer gegeben. — Soll der Kaskadenumformer kompoundiert werden,

so ändert sich der wattlose Strom von Leerlauf bis Belastung. Ferner müssen die Reaktanzen x_1 und x_2 genügend gross sein, um die erforderliche Spannungserhöhung zu ermöglichen. Da aber andererseits die Ueberlastungsfähigkeit des Umformers durch eine Erhöhung der Reaktanzen verkleinert wird, so ist man gezwungen, x_1 und x_2 innerhalb gewisser Grenzen zu halten. Gewöhnlich ist die Reaktanzspannung des normalen Wattstromes

$$J_{1w} x_1 + J'_{2w} x_2' = (0{,}12 \text{ bis } 0{,}2) P_1.$$

Bezeichnen wir die Aenderung des wattlosen Stromes in der Primärwicklung von Leerlauf bis Volllast mit ΔJ_{1wl} und die Aenderung der Rotorspannung reduziert auf die Primärwicklung, mit $\Delta P_2'$, so ist

$$\Delta P_2' = \Delta J_{1wl} (x_1 + x_2').$$

Wünscht man die Spannung von Leerlauf bis Volllast um 20% zu ändern, so muss der wattlose Strom von Leerlauf bis Volllast um annähernd ebensoviel wie der Wattstrom geändert werden, selbst wenn man an die obere Grenze 0,2 P_1 mit der Reaktanzspannung des Wattstromes geht.

Im allgemeinen wird man bei Leerlauf den wattlosen Strom phasenverspätet und bei Volllast entweder phasenverfrüht oder gleich Null machen. Die Wahl des wattlosen Stromes bei Belastung hängt von der mittleren täglichen Leistung des Umformers ab. Wir können zwei Fälle unterscheiden.

1. Wenn der wattlose Strom nur zur Kompoundierung des Umformers benutzt wird, so wird man ihn für die mittlere tägliche Belastung gleich der Hälfte des Magnetisierungsstromes machen; denn dann werden die durch den wattlosen Strom bedingten Verluste am kleinsten.

2. Wenn der wattlose Strom nicht allein zur Kompoundierung des Umformers, sondern auch zur Speisung von Asynchronmotoren benutzt wird, so ermittelt man von einem ökonomischen Gesichtspunkte aus den mittleren wattlosen Strom, den der Umformer ins Netz zu liefern hat und lässt den Umformer diesen wattlosen Strom bei seiner mittleren Belastung erzeugen.

Beispiel. Es ist der wattlose Strom eines Umformers für 20% Spannungserhöhung von Leerlauf bis Volllast zu bestimmen. Die mittlere tägliche Leistung des Umformers beträgt 75% der normalen. Wir wählen die Reaktanzspannung des normalen Wattstromes zu 20% der Primärspannung; dies wird erreicht, indem man der Asynchron-



maschine eine grosse spezifische Strombelastung pro Centimeter Ankerumfang gibt und indem man die Nuten schmal und tief macht. — Es wird dann

$$\Delta J_{1wl} \cong J_{1w}.$$

Indem die Reaktanz der Asynchronmaschine gross wird, wird ihr Magnetisierungsstrom klein. Wir können ihn zu 20% des normalen Wattstromes annehmen. Es soll nun der Umformer die Hälfte des Magnetisierungsstromes, d. h. 10% wattlosen Strom vom Netze bei 75% der normalen Belastung aufnehmen. Bei Leerlauf wird der Umformer somit $75 + 10 = 85$% wattlosen Strom vom Netz aufnehmen und bei Volllast $25 - 10 = 15$% wattlosen Strom ins Netz liefern. Im Rotor erhalten wir bei Leerlauf 65% und bei Belastung 35% wattlosen Strom von dem normalen Wattstrom.

Ist in dieser Weise der wattlose Strom J_{1wl} bestimmt, so ist der totale Statorstrom

$$J_1 = \sqrt{J^2_{1w} + J^2_{1wl}}$$

und die scheinbare Leistung

$$m_1 P_1 J_1 = 1000 \text{ KVA}$$

bekannt. — Um die Hauptdimensionen der Asynchronmaschine zu ermitteln, gehen wir von der Formel für die induzierte E.M.K aus.

$$P_1 \cong E_1 = 4{,}44 \, f_{w_1} c \, w_1 \Phi_a \, 10^{-8},$$

wo

f_{w_1} = Wicklungsfaktor,
c = Periodenzahl,
w_1 = Windungszahl in Serie pro Phase

und

Φ_a = maximaler Kraftfluss pro Pol.

Multiplizieren wir die E.M.K.-Gleichung mit $m_1 J_1$ auf beiden Seiten, so erhalten wir die Gleichung für die Leistung der Maschine

$$1000 \text{ KVA} = m_1 P_1 J_1 = 4{,}44 \, f_{w_1} c m_1 w_1 J_1 \Phi \, 10^{-8}.$$

Setzen wir in dieser Formel

$$c = \frac{p_a n_D}{60}, \quad \Phi = \alpha_i \tau l_i B_l \cong \frac{2}{\pi} \tau l_i B_l = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi D}{2 p_a} l_i B_l$$

und

$$2 m_1 J_1 w_1 = \pi D \, AS$$

ein, so erhalten wir die folgende Beziehung zwischen der schein-



baren Leistung der Asynchronmaschine in KVA und den Hauptdimensionen D und l_i derselben

$$D^2 l_i = \frac{6 \cdot 10^{11} \cdot KVA}{\alpha_i \cdot 1,11 \cdot f_{w_1} B_l \, AS \, n_D} \cong \frac{8,5 \cdot 10^{11} KVA}{f_{w_1} B_l \, AS \, n_D} \quad . \quad . \quad (32)$$

Hier ist

n_D = Tourenzahl des Drehfeldes,

B_l = maximale Lnftinduktion,

$$\alpha_i = \frac{B_{l\,mit.}}{B_l} \cong \frac{2}{\pi},$$

$$\tau = \frac{\pi D}{2 p_a} = \text{Polteilung},$$

l_i = ideelle Eisenlänge

und

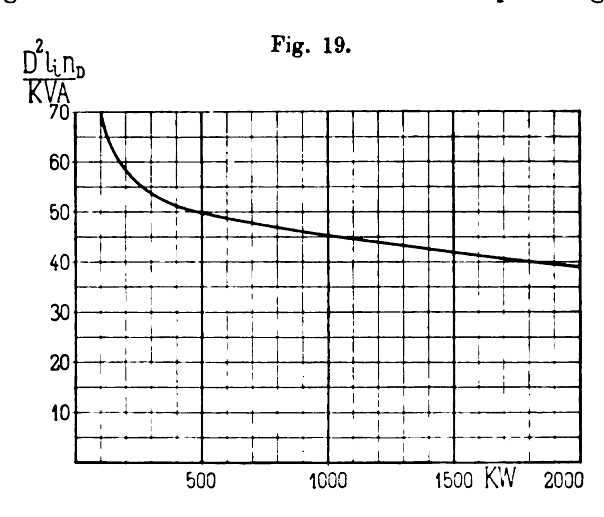
AS = spezifische Strombelastung pro Centimeter Ankerumfang.

Aus der obigen Formel ergibt sich

$$\frac{D^2 l_i n_D}{KVA} = \frac{8,5 \cdot 10^{11}}{f_{w_1} B_l \, AS} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (33)$$

Diese Grösse, die man als Maschinenkonstante bezeichnen kann, hängt somit nur von der elektrischen Beanspruchung (AS) und

Fig. 19.



der magnetischen Beanspruchung B_l der Statoroberfläche ab. In Fig. 19 ist sie als Funktion der Leistung aufgetragen. Diese Kurve ist für eine Primärspannung von 5000 Volt berechnet.

Bei der Vorausberechnung der Asynchronmaschine gehen wir nun

wie folgt vor: Wir entnehmen aus der obigen Kurve Fig. 19 die Grösse $\frac{D^2 l_i n_D}{KVA} = M$ und setzen die Länge

$$l_i \cong \frac{2}{3}\tau = \frac{2\pi D}{3 \cdot 2 p_a} = \frac{D}{p_a},$$

woraus folgt:

$$D^2 l_i = D^2 \frac{D}{p_a} = \frac{M \cdot KVA}{n_D}$$

oder

$$D^3 = p_a \frac{M \cdot KVA}{n_D} \quad \ldots \ldots \ldots (34)$$

Es kann nun der Durchmesser D, die Teilung $\tau = \frac{\pi D}{2 p_a}$ und die Umfangsgeschwindigkeit $v = \frac{\pi D_n}{60}$ berechnet werden. Fallen diese nicht nach Wunsch aus, so muss man die ideelle Eisenlänge l_i abändern und erhält in dem Falle $D = \sqrt{\frac{D^2 l_i}{l_i}}$.

Haben wir in dieser Weise die Hauptdimensionen der Asynchronmaschine festgelegt, so geht man zur Berechnung und Unterbringung der beiden Wicklungen im Stator und Rotor über. Mit Rücksicht auf die Reaktanzspannung und Leistung nehmen wir die spezifische Strombelastung AS ungefähr wie folgt an:

	KVA =	100	300	500	1000	
Für kleine Reaktanzspannung	AS =	150	175	200	250	300
Für grosse Reaktanzspannung	AS =	225	250	300	375	450

Es ergibt sich nun die Statorwindungszahl in Serie pro Phase

$$w_1 = \frac{\pi D \, AS}{2 m_1 J_1}, \quad \ldots \ldots \ldots (35)$$

der maximale Kraftfluss pro Pol

$$\Phi_a = \frac{E_1 10^8}{4{,}44 f_{w_1} w_1 c} \quad \ldots \ldots \ldots (36)$$

und die Rotorwindungszahl in Serie pro Phase

$$w_2 = \frac{E_2 10^8}{4{,}44 f_{w_2} c_g \Phi_a}, \quad \ldots \ldots \ldots (37)$$

wo $c_g = \frac{p_g}{p_a + p_g} c$ = Periodenzahl im Rotor und im Gleichstromanker. — Im allgemeinen ist es vorteilhaft, zuerst die Windungszahl w_2 des Rotors festzulegen und nachträglich die des Stators. Denn

im Rotor erhält man gewöhnlich sehr wenig Windungen und es kann nicht jede Windungszahl benutzt werden, wenn man eine ganze Anzahl Nuten pro Pol und Phase haben will, was für die Isolation der Rotorwicklung von Wichtigkeit ist.

Es kann nun der Wattstrom J_{2w} und der wattlose Strom J_{2wl} im Rotor berechnet werden

$$J_{2w} = \frac{m_1 f_{w_1} w_1 J_{1w}}{m_2 f_{w_2} w_2} \quad \ldots \ldots \quad (38)$$

und

$$J_{2wl} = \frac{m_1 f_{w_1} w_1 J_{1wl}}{m_2 f_{w_2} w_2} + J_a \quad \ldots \ldots \quad (39)$$

Der totale Rotorstrom pro Phase wird somit gleich

$$J_2 = \sqrt{J^2_{2w} + J^2_{2wl}} \quad \ldots \ldots \quad (40)$$

Die Kupferquerschnitte der Stator- und Rotorwicklungen ergeben sich nunmehr zu

$$q_1 = \frac{J_1}{s_1}$$

und

$$q_2 = \frac{J_2}{s_2}, \quad \ldots \ldots \quad (41)$$

wo s_1 und s_2 die Stromdichten bedeuten, die mit Rücksicht auf die spezifische Strombelastung AS, auf die Form und Grösse des Querschnittes und auf die zulässige Temperaturerhöhung angenommen werden müssen.

Man ordnet nun die Wicklungen in den Nuten an, und gibt den Nuten solche Abmessungen, dass die maximale Zahnsättigung innerhalb passender Grenzen bleibt. Wird die Sättigung zu hoch gewählt, so erhält man einen zu grossen Magnetisierungsstrom J_a. Aus demselben Grunde wählt man auch den Luftspalt δ möglichst klein; es kann z. B. $\delta \simeq \frac{D}{750}$ gemacht werden.

Im Stator- und Rotorkern wählt man Sättigungen entsprechend den Periodenzahlen c und c_g, mit welchen das Eisen ummagnetisiert wird.

Ist die Asynchronmaschine fertig berechnet, so ermittelt man den Magnetisierungsstrom J_a, die Reaktanzspannung $J_{1w} x_1 + J'_{2w} x_2'$, die Verluste, den Wirkungsgrad und die Temperaturerhöhungen. Fallen diese Werte nicht nach Wunsch aus, so sind die betreffenden Abmessungen, Sättigungen oder Stromdichten abzuändern.

b) Gleichstrommaschine. Diese hat an der Gleichstromseite die Leistung W_g abzugeben. An der Wechselstromseite nimmt sie den Wattstrom J_{2w} auf und gibt den wattlosen Strom J_{2wl} ab. Unter Berücksichtigung des wattlosen Stromes $J_{2wl} = v_{ig} J_{2w}$ und der Phasenzahl m_2 wird das Verhältnis $\frac{1}{\sqrt{\nu}}$ entweder nach den Formeln S. 112 und 113 berechnet oder den Tabellen S. 114 entnommen. Die Gleichstrommaschine wird nun wie jede andere Gleichstrommaschine [1]) für die Leistung $W_g \sqrt{\nu}$, Spannung P_g und effektiven Strom $J_g \sqrt{\nu}$ berechnet. Aus den erforderlichen Ampèrewindungen bei Leerlauf und Belastung ergeben sich die Dimensionen der Nebenschluss-Erregerwicklung und der Kompoundwicklung.

Bezüglich der Dimensionierung der Gleichstrommaschine ist darauf zu achten, dass, wenn der Umformer für einen kleinen Spannungsabfall zu bauen ist, die Ankerzähne stark zu sättigen sind und der Luftspalt nicht zu klein zu machen ist. Die Magnetkerne dagegen soll man mit Rücksicht auf das Pendeln des Umformers nur mässig sättigen.

VIII. Beispiel für die Vorausberechnung.

Es ist ein Kaskadenumformer zur Umwandlung von Dreiphasenstrom in Gleichstrom zu entwerfen:

Primär 5000 Volt, 50 Perioden, 37,5 % phasenverfrühter Strom,

Gleichstromseite 500 Kw., 600 Volt, 835 Amp.

Wählen wir ca. 300 Amp. pro Bürstenstift, so erhalten wir für die Gleichstromseite 6 Pole, d. h. $p_g = 3$. Wir setzen auch $p_a = 3$ und erhalten somit eine Tourenzahl

$$n = \frac{60\,c}{p_a + p_g} = \frac{60 \times 50}{3 + 3} = 500.$$

Das Drehfeld in der Asynchronmaschine rotiert dann mit der doppelten Tourenzahl $n_D = 1000$.

a) Asynchronmaschine. Wirkungsgrad η zu 92 % angenommen gibt

$$W_1 = \frac{500}{0,92} = 545 \text{ Kw. Aufnahme.}$$

Bei dieser hohen Spannung schalten wir die Statorwicklung in Stern, also

$$P_1 = \frac{5000}{\sqrt{3}} = 2880 \text{ Volt.}$$

[1]) Siehe E. Arnold, Die Gleichstrommaschine Bd. II.

Der Wattstrom ist

$$J_{1w} = \frac{W_1}{m E_1} \cong \frac{1000\, W_1}{m P_1} = \frac{545000}{3 \,.\, 2880} = 63 \text{ Amp.}$$

Der wattlose Strom soll 37,5 % von diesem sein, es wird somit

$$J_{1wl} = 0{,}375 \,.\, 63 = 23{,}6 \text{ Amp.},$$

der totale Primärstrom

$$J_1 = \sqrt{63^2 + 23{,}6^2} = 67{,}7,$$

der Leistungsfaktor

$$\cos \varphi_1 = \frac{J_{1w}}{J_1} = 0{,}93$$

und die scheinbare Leistung der Asynchronmaschine

$$\frac{W_1}{\cos \varphi_1} = \frac{545}{0{,}93} = 585 \text{ KVA.}$$

Nehmen wir

$$\frac{D^2 l_i n_D}{KVA} = 42 \,.\, 10^4$$

an, so erhalten wir

$$D^2 l_i = \frac{42 \,.\, 10^4 \,.\, 585}{1000} \cong 25 \,.\, 10^4.$$

Nehmen wir ferner

$$l_i = 30 \text{ cm}$$

an, so wird

$$D = \sqrt{\frac{25}{30}} \,.\, 100 = 91 \text{ cm.}$$

Diese Zahlen runden wir auf $D = 90$ cm und $l_i = 31$ cm ab und erhalten

$$\text{Polteilung } \tau = \frac{\pi D}{2 p_a} = \frac{\pi\, 90}{6} = 47 \text{ cm},$$

effektive Eisenlänge . . . . $l = 30$ cm,
totale Eisenlänge (inkl. Luftschlitze) $l_1 = 32$ cm.

Stator. Um einen grossen Regulierungsbereich für die Spannung an der Gleichstromseite zu erhalten, wählen wir die spezifische Strombelastung des Stators zu $AS = 300$, also wird die Windungszahl im Stator in Serie pro Phase

$$w_1 = \frac{\pi D AS}{2 m_1 J_1} = \frac{\pi\, 90 \,.\, 300}{6 \,.\, 67{,}7} = 207.$$

Um den Kraftfluss Φ_a pro Pol zu bestimmen, ermitteln wir die in der Primärwicklung zu induzierende E.M.K.

$$E_1 \cong P_1 - J_{1w} r_1 \mp J_{1wl} x_1.$$

$J_{1w} r_1$ nehmen wir zu 1 % von P_1 und $J_{1w} x_1$ zu 10 % von P_1, also $J_{1wl} x_1$ zu 3,75 % von P_1 an.

Indem J_{1wl} phasenverfrüht ist, so wird

$$E_1 \cong P_1 (1 - 0{,}01 + 0{,}0375) = 1{,}0275 \,.\, 2880 = 2960 \text{ Volt.}$$

Der Kraftfluss pro Pol:

$$\Phi_a = \frac{E_1\, 10^8}{4{,}44\, f_{w_1}\, c\, w_1} = \frac{2960 \,.\, 10^8}{4{,}44 \,.\, 0{,}96 \,.\, 50 \,.\, 207} = 6{,}7 \,.\, 10^6,$$

Luftinduktion:

$$B_l = \frac{\Phi_a}{\frac{2}{\pi} \tau\, l_i} = \frac{6{,}7 \,.\, 10^6}{0{,}64 \,.\, 47 \,.\, 31} = 7190,$$

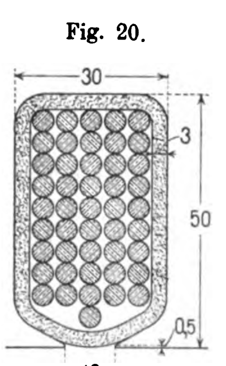
Anzahl Nuten pro Pol und Phase $q_1 = 3$,
Anzahl Nuten pro Phase $2 p_a q_1 = 6 \,.\, 3 = 18$,

Drahtzahl in Serie pro Nut:

$$\frac{2 w_1}{2 p_a q_1} = \frac{2 \,.\, 207}{18} = 23.$$

Totale Nutenzahl $m_1 \,.\, 18 = 54$.
Totale Drahtzahl $3{,}2 \,.\, 207 = 1242$.

Fig. 20.



Die Wicklung wird als Phasenwicklung mit 2 Drähten parallel ausgeführt, also 46 Drähte total pro Nut.

Wir nehmen eine Stromdichte $s_1 = 3$ an, also

Drahtquerschnitt $q_1 = \frac{J_1}{2 \,.\, s_1} = \frac{67{,}7}{2 \,.\, 3} = 11{,}3 \text{ m}^2$,

Drahtdurchmesser 3,8 mm nackt, 4,3 mm isoliert.

Es ergeben sich nun die folgenden Nutendimensionen (Fig. 20) und Zahnsättigungen:

$t_1 = 5{,}22$ cm	$z_1 = 2{,}22$ cm	$B_{z_1} = 18\,800$
$t_2 = 5{,}5$ „	$z_2 = 2{,}5$ „	$B_{z_2} = 16\,700$
$t_3 = 5{,}8$ „	$z_3 = 2{,}8$ „	$B_{z_3} = 14\,900$

Die Induktion B_s im Statorkern wählen wir zu 7000, also

$$h_s = \frac{\Phi_a}{2 l\, 0{,}9\, B_s} = \frac{6{,}7 \,.\, 10^6}{2 \,.\, 30 \,.\, 0{,}9 \,.\, 7000} \cong 17{,}5,$$

Statordurchmesser aussen

$$D_a = 90 + 2 . 5 + 2 . 17,5 = 135 \text{ cm.}$$

Halbe Länge einer Statorwindung 104 cm.

Widerstand pro Phase im Stator

$$r_1 = \frac{1,04 . 2 . 207}{57 . 2 . 11,3} = 0,33 \, \Omega \text{ kalt,}$$

$$1,2 . 0,33 = 0,4 \, \Omega \text{ warm.}$$

Kupferverlust im Stator

$$m_1 J_1^2 r_1 = 3 . 67,7^2 . 0,4 = 5500 \text{ Watt,}$$

also 1,1 % von der 500 Kw.-Leistung.

Die Eisenverluste im Stator betragen 7000 Watt, d. h. 1,4 %.

Rotor. Hier wählen wir eine 12-phasige Wicklung in Stern, um den Umformer von der Wechselstromseite anlassen zu können. Die Periodenzahl c_g des Rotorstromes ist gleich 25. Es wird somit auf denselben

$$\frac{5000 \times 25}{(0,92 + 0,024)\, 50} = \frac{250}{0,944} = 265 \text{ Kw.}$$

elektrisch übertragen; denn im Stator hatten wir 2,4 % Verluste und der totale Wirkungsgrad war zu 92 % angenommen. An den Gleichstromklemmen sollen wir 600 Volt Spannung haben. Am Kommutator haben wir somit 602,5 Volt, wenn wir 2,5 Volt Spannungsabfall unter den Bürsten annehmen. — Pro Doppelphase der Rotorwicklung erhalten wir also eine Spannung

$$2 P_2 = \frac{602,5}{\sqrt{2}} = 428 \text{ Volt.}$$

Die in der Rotorwicklung zu induzierende E.M.K. ist

$$E_2 = P_2 + J_{2w} r_2 + J_{2wl} x_2.$$

Nehmen wir $J_{2w} r_2$ zu 1 % und $J_{2w} x_2$ zu 10 % der Spannung P_2 an, so wird (da $J_{2wl} = 0,625 J_{2w}$) $J_{2wl} x_2$ 6,25 % von P_2 und

$$E_2 = P_2 (1 + 0,01 - 0,062) = 0,948 P_2.$$

Also

$$2 E_2 = 2 P_2 . 0,948 = 0,948 . 420 \simeq 400 \text{ Volt.}$$

Die Zahl der Rotorwindungen pro Doppelphase in Serie ergibt sich somit zu

$$2 w_2 = \frac{E_2 \, 10^8}{4,44 . c_g . \Phi_a} = \frac{400 . 10^8}{4,44 . 25 . 6,7 . 10^6} = 54 \text{ Windungen,}$$

also

$$w_2 = 27 \text{ Windungen.}$$

Wir nehmen eine Nut pro Pol und Phase an, also

54 Drähte in 6 Nuten,

d. h. 9 Drähte in Serie pro Nut. Im ganzen erhalten wir 72 Nuten und 648 Drähte in Serie.

Das Uebersetzungsverhältnis der E.M.Ke. ist gleich

$$u_{ea} = \frac{w_1 f_{w_1}}{w_2 f_{w_2}} = \frac{207 \cdot 0{,}96}{27 \cdot 1} = 7{,}36.$$

Das Uebersetzungsverhältnis der Ströme ist

$$u_{ia} = \frac{m_2 f_{w_2} w_2}{m_1 f_{w_1} w_1} = \frac{12 \cdot 27}{3 \cdot 0{,}96 \cdot 207} = \frac{4}{u_{ea}} = 0{,}544.$$

Als Komponenten des Rotorstromes erhalten wir somit

$$J_{2w} = \frac{J_{1w}}{0{,}544} = \frac{60}{0{,}544} = 110 \text{ Amp.},$$

$$J_{2wl} = \frac{J_{1wl}}{0{,}544} + J_a = \frac{22{,}5}{0{,}544} + 0{,}25 \cdot 116 = 41{,}4 + 29{,}0$$

$$= 70{,}4 \text{ Amp.} = 0{,}625\, J_{2w}$$

und

$$J_2 = \sqrt{110^2 + 70{,}4^2} = 110 \sqrt{1 + 0{,}625^2} = 130 \text{ Amp.}$$

Wir schalten 2 Drähte parallel, also pro Draht 65,0 Amp. Wird die Stromdichte $p_2 = 3{,}0$ Amp./mm² gesetzt, so erhalten wir einen Drahtquerschnitt von

$$\frac{65{,}0}{3{,}0} \cong 22{,}0 \text{ mm}^2,$$

Drahtdurchmesser 5,3 mm nackt und 5,8 mm isoliert.

Fig. 21.

15

58

Es ergeben sich nun die folgenden Nutendimensionen (Fig. 21) und Zahnsättigungen im Rotor:

$t_1 = 3{,}93$ cm	$z_1 = 2{,}43$ cm	$B_{z_1} = 12\,900$
$t_2 = 3{,}66$ „	$z_2 = 2{,}16$ „	$B_{z_2} = 14\,500$
$t_3 = 3{,}4$ „	$z_3 = 1{,}9$ „	$B_{z_3} = 16\,500$

Induktion $B_r = 10000$ hinter den Zähnen, also

$$h_r = \frac{6{,}7 \cdot 10^6}{0{,}9 \cdot 30 \cdot 2 \cdot 10000} \cong 12{,}2 \text{ cm}.$$

Eisendurchmesser innen

$$D_i = 90 - 2\,(5{,}8 + 12{,}2) = 54 \text{ cm}.$$

Rotorwiderstand pro Phase

$$r_2 = \frac{1{,}02 \,.\, 2 \,.\, 27}{57 \,.\, 2 \,.\, 22{,}2} = 0{,}0218 \,\Omega \text{ kalt}$$

und $0{,}026\,\Omega$ warm.

Wattverlust in der Rotorwicklung

$$m_2 \,.\, J_2^2 \,.\, r_2 = 12 \,.\, 130^2 \,.\, 0{,}025 \cong 5500 \text{ Watt},$$

also 1,2 % von 500 Kw.

Die Eisenverluste im Rotor betragen 3000 Watt. Wir erhalten somit die folgenden Verluste in der Asynchronmaschine:

Eisenverluste (Stator)	7000	Watt
Eisenverluste (Rotor)	3000	„
Kupferverluste (Stator)	5500	„
Kupferverluste (Rotor)	5500	„
Luft und Lagerreibung	2500	„
Total	23500	Watt

also Wirkungsgrad $\eta = \frac{545 - 23{,}5}{545} = 95{,}7\,\%$.

Die Gewichte der effektiven Materialien sind:

Eisen (Rotor und Stator)	2550 kg	
Kupfer (Stator)	260 „	Total
Kupfer (Rotor)	260 „	520 kg

Wir erhalten somit 1,04 kg Kupfer und 5,1 kg Eisen pro Kilowatt Leistung auf der Gleichstromseite.

Um den vorhin angenommenen Leerlaufstrom $J_a = 0{,}25 \,.\, 116 = 29$ Amp. zu erhalten, muss der Luftspalt $\delta = 1{,}4$ mm gemacht werden, welcher Wert bei 90 cm Durchmesser zulässig ist. Es sind die Ampèrewindungen für den Luftspalt

$$AW_l = 1{,}6\,k_1 \,.\, \delta\, B_l = 1{,}6 \,.\, 1{,}33 \,.\, 0{,}14 \,.\, 7190 = 2150$$

für die Statorzähne . . . . . . $AW_{zs} = 430$

für die Rotorzähne . . . . . . $AW_{zr} = 260$

$AW_k = 2840$

also

$$J_a = \frac{2{,}22 \,.\, p_a\, AW_k}{f_{w_2}\, m_2\, N_2} = \frac{2{,}22 \,.\, 3 \,.\, 2840}{1 \,.\, 12 \,.\, 54} = 29{,}2 \text{ Amp.}$$

Wir berechnen noch zuletzt die Stator- und Rotorreaktanzen. Es ist die magnetische Leitfähigkeit der Statornuten pro Centimeter Eisenlänge

$$\lambda_n = 0{,}4\,\pi \left(\frac{r}{3\,r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2\,r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_4}{r_1} \right) = 1{,}26\,(0{,}38 + 0{,}1 + 0{,}1 + 0{,}05) = 0{,}795$$

die Leitfähigkeit der Zahnköpfe

$$\lambda_k = 0{,}4\pi \frac{t_r - z_r}{8\delta} = 1{,}25 \cdot \frac{1{,}4}{1{,}12} = 1{,}57.$$

Die Leitfähigkeit λ_s der Spulenköpfe nehmen wir zu 1,1 an, also

$$\Sigma l_x \lambda_x = l_1 (\lambda_n + \lambda_k) + l_s \lambda_s = 2{,}36 \cdot 32 + 1{,}1 \cdot 66 \cong 150$$

und die Statorreaktanz

$$x_1 = \frac{4\pi c w_1^2}{p_a q_1 10^8} \Sigma l_x \lambda_x = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 207^2}{3 \cdot 3 \cdot 10^8} 150 = 4{,}55 \,\Omega,$$

also

$$J_{1w} x_1 = 63 \cdot 4{,}55 = 286 \text{ Volt, d. h. ca. } 10\,\% \text{ von } P_1.$$

Für die Rotorwicklung erhalten wir in gleicher Weise

$$\lambda_n = 1{,}25 \cdot (1{,}2 + 0{,}18) = 1{,}73,$$

$$\lambda_k = 1{,}25 \frac{38{,}2}{8 \cdot 0{,}14} = 4{,}25,$$

$$\lambda_s = 1{,}1,$$

$$\Sigma l_x \lambda_x = 6 \cdot 32 + 1{,}1 \cdot 66 = 265,$$

$$x_2 = \frac{4\pi \cdot 25 \cdot 27^2}{3 \cdot 1 \cdot 10^8} 265 = 0{,}2 \,\Omega,$$

also

$$J_{2w} x_2 = 110 \cdot 0{,}2 = 22{,}0 \text{ Volt},$$

d. h. 11,2 % von

$$P_1' = \frac{2880}{7{,}35} \cdot \frac{25}{50} = 196 \text{ Volt}.$$

Die totale Reaktanzspannung des Wattstromes beträgt somit $10 + 11{,}2 = 21{,}2\,\%$ der Primärspannung; der Kurzschlussstrom wird also ca. $\frac{1}{0{,}212} = 4{,}72$mal so gross als der normale Wattstrom.

b) G l e i c h s t r o m m a s c h i n e. Wir gehen nun zu der Berechnung der Gleichstrommaschine über; diese gibt 500 Kw. Gleichstrom ins Netz ab, nimmt von der Asynchronmaschine 116 Amp. Wattstrom auf und gibt an dieselbe 72,2 Amp. wattlosen Strom ab. Es ist hier $v_{ig} = 0{,}625\, u_{ig}$. Wir können somit das Verhältnis $\sqrt{\frac{1}{\nu}}$ aus der Tabelle S. 114 zu 1,43 entnehmen; denn es ist $\frac{p_g}{p_a + p_g} = 0{,}5$

und $v_{ig} \simeq \frac{2}{3} u_{ig}$. Der Gleichstromanker ist also in diesem Falle wie der einer gewöhnlichen Gleichstrommaschine für

$$500 \sqrt{\nu} = \frac{500}{1{,}43} = 350 \, \text{Kw.}_{\text{eff.}}, \; 600 \text{ Volt}$$

und

$$J_g \sqrt{\nu} = \frac{350000}{600} = 585 \text{ Amp. effektiv}$$

zu berechnen.

Wir nehmen

$$\frac{D^2 l_i w}{\text{Kw.}_{\text{eff.}}} = 38{,}0 \, . \, 10^4$$

an und erhalten in dieser Weise $D = 90$ cm, $l_i = 32{,}5$ cm, also Eisenlänge 31 cm, totale Eisenlänge (inkl. Luftschlitze) 34 cm, Polteilung $\tau = 47$ cm und Polbogen $b_i = 32$ cm, indem $\alpha_i = \frac{b_i}{\tau} = 0{,}68$ gewählt wurde.

Bei Anwendung von Schleifenwicklung erhalten wir pro Stromzweig $\frac{585}{6} = 97{,}5$ Amp. effektiv und wenn die spezifische Belastung des Ankerumfangs $AS = 230$ angenommen wird, so erhalten wir eine totale Stabzahl

$$N = \frac{\pi D AS}{i_a} = \frac{\pi \, . \, 90 \, . \, 230}{97{,}5} \simeq 672,$$

Wicklungsschritte

$$y_1 = \frac{672 - 6}{6} = 111$$

und

$$y_2 = 113 = 14 \, . \, 8 + 1 \qquad 84 \text{ Nuten à 8 Stäbe.}$$

Stromdichte $s = 3$ Amp. mm²,

Stabquerschnitt $q = \frac{97{,}5}{3} = 32{,}5$ mm²,

Stabdimensionen $\frac{1{,}8 \times 18}{2{,}8 \times 19}$.

Ankerwiderstand

$$R_a = \frac{1{,}03 \, . \, 672}{57 \, . \, 36 \, . \, 32{,}5} = \begin{matrix} 0{,}0103 \, \Omega \text{ kalt}, \\ 0{,}0123 \, \Omega \text{ warm}, \end{matrix}$$

$$J_g \sqrt{\nu} R_a = 585 \, . \, 0{,}0122 = 7{,}25 \text{ Volt.}$$

Wattverlust im Ankerkupfer

$$J_g{}^2 \nu R_a = 7{,}25 \, . \, 585 = 4250 \text{ Watt.}$$

Kraftfluss

$$\Phi_g = \frac{E_g a . 60 . 10^8}{N . p . n} = \frac{610 . 3 . 60 . 10^8}{672 . 3 . 500} = 10,9 . 10^6.$$

Luftinduktion

$$B_l = \frac{\Phi}{b_i l_i} = \frac{10,9 . 10^6}{32 . 32,5} = 10500.$$

Es ergeben sich nun die folgenden Nutendimensionen (Fig. 22) und Zahlensättigungen:

$t_1 = 3,36$ cm $z_1 = 2,06$ cm $B_{z_1} = 19300$
$t_2 = 3,20$ „ $z_2 = 1,90$ „ $B_{z_2} = 21000$
$t_3 = 3,02$ „ $z_3 = 1,72$ „ $B_{z_3} = 23000$

Fig. 22.

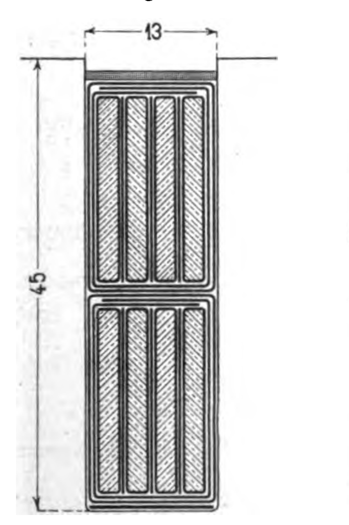
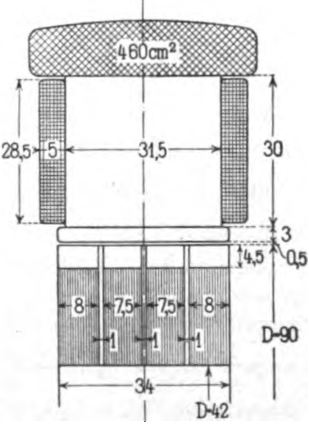


Fig. 23.



Induktion im Ankereisen $B_a = 10000$, also Eisenhöhe

$$h = \frac{\Phi_g}{0,9 . l . 2 . B_a} = \frac{10,9 . 10^6}{0,9 . 31 . 2 . 10000} \simeq 19,5 \text{ cm}.$$

Eisendurchmesser innen $D_i = 90 - 9 - 39 = 42$ cm,
Streuungskoeffizient des Magnetsystems $\sigma = 1,15$,
Kraftfluss in Magneten $\Phi_m = 1,15 . 10,9 . 10^6 = 12,6 . 10^6$.

Wir erhalten hieraus die folgenden Dimensionen des Magnetsystems (Fig. 23) und die folgenden Sättigungen:

$$B_m = 16000 \qquad B_j = 13500.$$

Um die Erregung zu ermitteln, berechnen wir zuerst die Ampèrewindungen per magnetischen Kreis

$$AW_k = 18600 \quad \text{und zu} \quad pAW_k = 55600.$$

Hierzu sind noch die rückwirkenden Ampèrewindungen AW_r des generierten Gleichstromes $J_{g,g}$ und die entmagnetisierenden Ampèrewindungen AW_e des wattlosen Stromes zu addieren. Der wattlose Strom ist

$$J_{wl} = \frac{v_{ig}}{u_{ig}} J_w = \frac{v_{ig}}{u_{ig}} \frac{p_g}{p_a + p_g} \frac{\sqrt{2}\, J_g}{m_2 \sin \frac{\pi}{m_2}}$$

$$= 0{,}625 \cdot \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \cdot 835}{12 \cdot \sin 15^0} = 118 \text{ Amp.}$$

Es wird

$$AW_r = \frac{p_a}{p_a + p_g} \frac{J_{g,g} \cdot N}{20 \cdot a} = \frac{1}{2} \frac{835 \cdot 672}{20 \cdot 3} = 4600$$

und

$$AW_e = k_0 \frac{J_{wl} N}{2a} = 0{,}75 \frac{118 \cdot 672}{2 \cdot 3} = 10000,$$

also die totale Ampèrewindungszahl

$$AW_t = pAW_k + AW_r + AW_e = 55600 + 4600 + 10000 \cong 70400.$$

Bei 600 Volt Erregerspannung erhalten wir die folgenden Dimensionen der Erregerspulen:

6 Spulen zu 2300 Windungen,
Querschnitt $q_n = 314$ mm², Draht Φ 2,0/2,4.
Erregerstrom $i_n = s_n \cdot q_n = 1{,}62 \cdot 3{,}14 = 5{,}1$ Amp.,
Erregerwiderstand $r_n = \frac{6 \cdot 2300 \cdot 1{,}18}{57 \cdot 3{,}14}$ 91 Ω kalt, 110 Ω warm,
Erregerverlust $W_n = P_g\, i_n = 600 \cdot 5{,}1 = 3000$ Watt.

Die Dimensionen des Kommutators sind:

Zahl der Kommutatorlamellen $K = 332$,
Durchmesser $D_k = 65$ cm,
Nutzbare Länge $L_k = 28$ cm,
6 Bürstenstifte à 8 Bürsten vom Querschnitt $1{,}6 \times 3 = 4{,}8$ cm²,
Stromdichte $s_n = 7{,}2$ Amp./cm², Umfangsgeschwindigkeit $v_k = 17$ m.

In der Gleichstrommaschine erhalten wir folgende Verluste:

Kupferverluste im Anker	4200	Watt
Eisenverluste im Anker	4500	„
Kommutatorverluste	3500	„
Erregerverluste	3000	„
Reibungsverluste	2500	„
Total	17700	Watt

Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{500}{517,8} = 96,6\ \%.$$

Totaler Wirkungsgrad des Aggregates

$$\eta = \frac{500}{500 + 23,5 + 17,7} = \frac{500}{541,2} = 92,3\ \%.$$

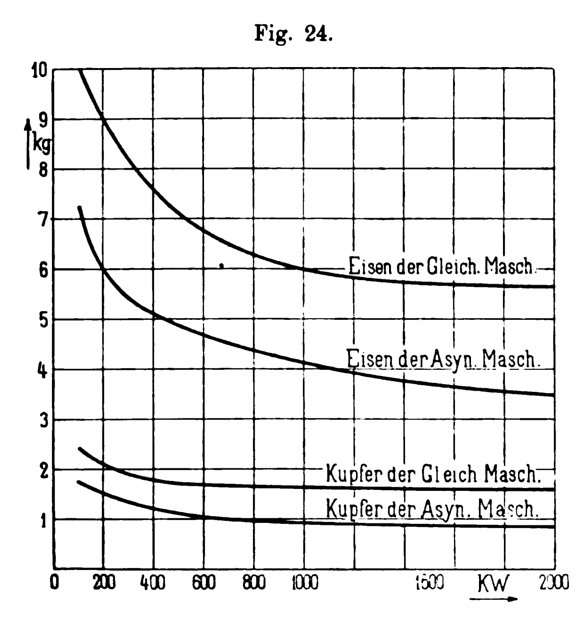
Gewichte der Gleichstrommaschine:

Ankereisen	980	kg	
Ankerkupfer	200	„	
Kollektorkupfer	200	„	
Erregerkupfer	450	„	
Magnete	1100	„	(Schmiedeeisen)
Joch	1880	„	(Stahlguss)
Kupfer pro Kilowatt	1,7	„	
Eisen pro Kilowatt	7,9	„	

Für das ganze Aggregat erhalten wir somit 2,75 kg Kupfer und 13,0 kg Eisen pro Kilowatt.

In Fig. 24 sind für eine Reihe von Umformern die in gleicher

Fig. 24.



Weise berechneten Gewichte der effektiven Materialien pro Kilowatt Leistung als Funktion der normalen Leistungen aufgetragen.

Fig. 25.

335
290
⌀ 1000
⌀ 1300
⌀ 700
10 20 30 40 50cm

Kaskadenumformer von 700 Kw. 375 Touren mit Spannungsteilung für 2 × 120 Volt Gleichstrom.

IX. Beispiel für die Konstruktion eines Kaskadenumformers.

In Fig. 25 ist der Querschnitt eines von der Ste. Anonyme Electricité et Hydraulique Charleroi konstruierten Dreiphasen-Gleichstromumformers dargestellt. Er ist für eine Gleichstromleistung von 700 Kw., 2 × 120 Volt, 2990 Amp. und 375 Touren entworfen. Die Asynchronmaschine hat 6, die Gleichstrommaschine 10 Pole. Die Rotorphasen sind in Stern geschaltet und der Sternpunkt ist mit einem Schleifring verbunden, auf dem die Bürsten des Mittelleiters der Gleichstromseite schleifen.

Der Wirkungsgrad der Asynchronmaschine ergibt sich zu 95,7 %, derjenige der Gleichstrommaschine zu 95,5 % und der Gesamtwirkungsgrad zu 91,2 %.

X. Spannungsregulierung und Kompoundierung.

Wie aus den Formeln (siehe S. 118 und 119)

$$P_1 - P_2' = J_{1w}(r_1 + r_2') + J_{1wl}(x_1 + x_2') - J_a x_2$$

und

$$P_g = \sqrt{2} P_w - \Delta P$$

ersichtlich, ist die Gleichstromspannung fast unabhängig von der Belastung. Dagegen ist sie mehr abhängig von der Erregung, weil der wattlose Strom sich bei einer Aenderung der Erregung sofort ändert und dadurch die Spannung P_2 oder die mit dieser proportionale Spannung P_w entsprechend beeinflusst. Eine Erhöhung der Erregung erzeugt einen phasenverfrühten Strom, der eine Spannungserhöhung zur Folge hat. Umgekehrt hat eine Verkleinerung der Erregung einen phasenverspäteten Strom und somit eine Spannungsverminderung zur Folge. Bei Strassenbahnbetrieb wird man deswegen aufkompoundierende Windungen und bei Parallelschaltung des Umformers mit Pufferbatterien Gegenkompoundwindungen auf das Feld der Gleichstrommaschine bringen.

Im allgemeinen wird für die meisten Fälle 10% Spannungsänderung nach oben und unten ausreichen; dies wird erreicht, wenn man die Reaktanzspannung

$$\Delta J_{1wl}(x_1 + x_2') = 0{,}10 P_1$$

macht.

Einerseits wünscht man wegen der Ueberlastungsfähigkeit des Umformers nicht, dass die Reaktanzspannung des Wattstromes zu gross

wird und andererseits soll auch der wattlose Strom J_{1wl} nicht zu gross werden. Man muss deswegen einen Kompromiss zwischen J_{1wl} und $(x_1 + x_2')$ eingehen. Wählt man z. B. den wattlosen Strom zu 50% des Wattstromes, so wird

$$J_{1wl} = 0{,}5\, J_{1w},$$

also

$$0{,}5\; J_{1w}(x_1 + x_2') = 0{,}1\; P_1$$

oder die Reaktanzspannung des Wattstromes

$$J_{1w}(x_1 + x_2') = 0{,}2\; P_1,$$

d. h. 20% der Primärspannung.

Soll die Gleichstromspannung mit der Belastung erhöht werden, so kompoundiert man am besten die Gleichstrommaschine.

Wir wollen als Beispiel den oben berechneten 500 Kw.-Umformer von 500 Volt bei Leerlauf auf 600 Volt bei Belastung kompoundieren. — Den wattlosen Strom bei Belastung nehmen wir wie oben zu 37,5% im Stator an. Die totalen Feldampèrewindungen der Gleichstrommaschine bei Belastung $AW_t = 65\,400$. Wir gehen nun zu Leerlauf über. Hier haben wir an den Rotorklemmen eine Spannung

$$2\,P_2 = \frac{P_{g_0}}{\sqrt{2}} = \frac{500}{\sqrt{2}} = 354 \text{ Volt.}$$

An den Statorklemmen haben wir die konstante Spannung $P_1 = 2880$ oder die auf die Sekundärwicklung reduzierte Spannung $P_1' = \dfrac{2880\, c_g}{7{,}36\, c} = 195{,}5$ Volt. Da $J_{1w} \cong 0$, so soll infolge der Formel

$$P_1' - P_2 = J_{2wl}(x_1' + x_2) + J_a\, x_2$$

sein. Es waren die Uebersetzungsverhältnisse

$$u_{ea} = 7{,}36 \quad u_{ia} = 0{,}544,$$

also

$$u_{za} = \frac{u_{ea}}{u_{ia}} = 13{,}5$$

und

$$x_1' = \frac{x_1\, c_g}{13{,}5\, c} = \frac{4{,}55}{2\,.\,13{,}5} = 0{,}169\, \Omega.$$

Hieraus folgt

$$J_{2wl} = \frac{P_1' - P_2 - J_a x_2}{x_1' + x_2} = \frac{195 - 177 - 29.2\,.\,0{,}2}{0{,}169 + 0{,}2}$$

$$= \frac{12{,}7}{0{,}369} = 34{,}4 \text{ Amp.}$$

und

$$J_{1wl} = u_{ia}(J_{2wl} + J_a) = 0,544(34,4 + 29,2) = 34,6 \text{ Amp.}$$

Da dieser wattlose Strom positiv ist und somit der Gleichstrommaschine zugeführt wird, so schwächt er das Feld der Maschine. Die Erregung der Gleichstrommaschine bei Leerlauf ergibt sich nun in der folgenden Weise. Wir berechnen zuerst

$$E_{w_0} = P_{w_0} - J_{wl} x_{s_1} \quad \text{oder} \quad E_{g_0} = P_{g_0} - \sqrt{2} J_{wl} x_{s_1},$$

x_{s_1} ist die Streureaktanz der Gleichstrommaschine, welche ähnlich wie diejenige einer synchronen Wechselstrommaschine berechnet wird. In diesem Falle ist

$$x_{s_1} = \frac{4\pi c_g \left(\frac{N}{2a\,m_2}\right)^2}{\sin\frac{\pi}{m_2}\, p\, q\, 10^8} \Sigma_1 l_x \lambda_x = \frac{4\pi 25 \left(\frac{672}{6\,.\,12}\right)^2}{\sin 15^0 . 3 . 1,16 . 10^8} 170 = 0,051\,\Omega,$$

also

$$E_{g_0} = 500 - \sqrt{2}\,\frac{34,4}{2 \sin 15^0} . 0,051 = 500 - 4,8 = 495,2 \text{ Volt.}$$

Um diese E.M.K. zu induzieren, sind 31 200 Ampèrewindungen nötig; davon ziehen wir die magnetisierenden Ampèrewindungen AW_{e_0} des wattlosen Stromes $J_{2wl} = 34,4$ Amp. ab. Bei Belastung hatten wir $J_{2wl} = 72,4$ Amp. und $AW_e = 10\,000$; also erhalten wir hier

$$AW_{e_0} = \frac{34,4}{72,4} 10\,000 = 4600 \text{ Ampèrewindungen}$$

und die Ampèrewindungen der Erregerspulen

$$AW_{t_0} = p\,AW_{k_0} - AW_{e_0} = 31'800 - 4600 = 27\,200 \text{ Ampèrewindungen.}$$

Dimensionieren wir nun die Nebenschlusswicklung derart, dass sie bei Leerlauf die ganze Leerlauferregung AW_{t_0} bestreitet, so wird sie bei Belastung, wo die Spannung 600 Volt beträgt, $\frac{6}{5} AW_{t_0}$ Ampèrewindungen liefern. Die Kompoundwicklung ist also nur für die Ampérewindungen

$$AW_H = AW_t - \frac{6}{5} AW_{t_0} = 70400 - \frac{6}{5} . 27200 = 38000 \text{ Amp.-Wdg.}$$

bei Normallast zu dimensionieren. Indem der Gleichstrom bei Normallast 835 Amp. beträgt, erhalten wir eine Kompoundwicklung mit $\frac{38000}{835} = 45,5$ Windungen. Man wird deswegen 8 Hauptschlusswindungen pro Pol, also 48 Windungen im ganzen anordnen und parallel

zu der Kompoundwicklung einen Nebenschlusswiderstand legen, welcher zur richtigen Einstellung der Kompoundierung dient.

In gleicher Weise lassen sich die Gegenkompoundwindungen, die bei Parallelbetrieb von Umformern und Pufferbatterien nötig sind, berechnen.

Es wird in letzter Zeit, wo es nicht auf eine schnelle Aenderung der Spannung ankommt, hier und da gewünscht, dass die Spannungsregulierung ohne Benutzung von phasenverschobenen Strömen erreicht werden soll. Das kann geschehen mittels Autotransformatoren, die entweder eine stufenweise oder allmähliche Aenderung der Wechselstromspannung erlauben. Bei allen derartigen Apparaten ist es von Wichtigkeit, dass sie vom Schaltbrett aus bethätigt werden können, was mit Hilfe kleiner Motoren möglich ist.

Soll ein Kaskadenumformer für zwei nicht weit voneinander entfernte Spannungen benutzt werden, so kann es vorteilhaft sein, von der Statorwicklung der Asynchronmaschine eine Spule zu- oder abzuschalten, wodurch das Uebersetzungsverhältnis u_{ea} der Asynchronmaschine und somit die Gleichspannung sich ändert.

Diese Methode zur Aenderung der Spannung eignet sich besonders für den Fall, wenn ein Umformer sowohl zur Speisung eines Bahnnetzes von 550 bis 600 Volt wie zur Speisung eines Lichtnetzes von 480 Volt benutzt werden soll. Man braucht dann weniger Maschinen in der Zentrale um dieselbe mittlere tägliche Leistung bestreiten zu können.

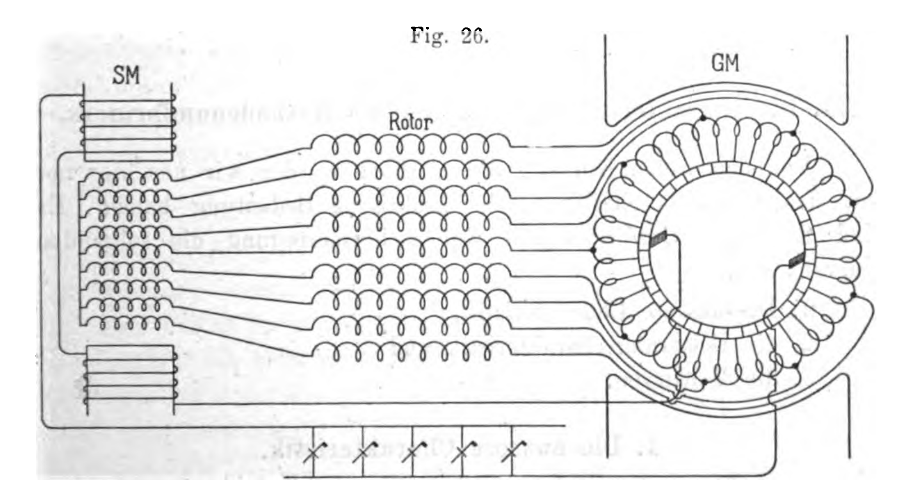
Zur Ladung von Akkumulatorenbatterien wendet man am besten Zusatzmaschinen an, die von einem kleinen Asynchronmotor angetrieben werden. In einer Centrale hat man für mehrere Umformeraggregate nur eine oder zwei Zusatzmaschinen nötig.

In Fällen, wo das Auftreten von Pendelungen zu befürchten ist, wird man sowohl eine Spannungsänderung mittels wattlosen Strömen wie eine solche durch Ab- oder Zuschalten von Spulen der Statorwicklung vermeiden, denn diese beiden Methoden haben nämlich zur Folge, dass sich die synchronisierende Kraft des Umformers ändert und hierdurch wird bekanntlich das Gebiet, innerhalb welchem Resonanz auftreten kann, vergrössert. — In solchen Fällen ist dagegen die folgende Methode zur Regulierung der Spannung zu empfehlen. In Serie mit der Rotorwicklung und der Wicklung der Gleichstrommaschine schaltet man, wie die Fig. 26 zeigt, die Ankerwicklung einer mit der Gleichstrommaschine synchron rotierenden Wechselstrommaschine SM. Der Anker dieser Synchronmaschine ist auf die Welle

des Umformers aufgekeilt und das Feld, welches gleich viel Pole wie die Gleichstrommaschine besitzt, steht still. Durch passende Erregung des Feldes dieser kleinen Synchronmaschine wird in der Ankerwicklung eine E.M.K. induziert, die sich entweder zu der in der Rotorwicklung induzierten E.M.K. addiert oder subtrahiert. Im ersten Falle wird die Gleichstromspannung erhöht und im anderen Falle geschwächt. Die Felderregung der Synchronmaschine kann entweder von Hand oder automatisch mit der Gleichstrombelastung geändert werden. Im letzteren Falle gibt man der Synchronmaschine eine Hauptschlusswicklung, die von dem Belastungsstrom durchflossen wird.

Die kleine Synchronmaschine baut man nur für die Hälfte der Spannungsänderung, indem man sie so erregt, dass ihre Spannung

Fig. 26.



sich bei Leerlauf zu derjenigen der Rotorwicklung subtrahiert und bei Belastung addiert. — Bei Belastung arbeitet dann der Kaskadenumformer günstiger, weil die Gleichstrommaschine mehr als Umformer arbeitet, als es sonst der Fall wäre.

Wird ein Umformer zur Umwandlung von Gleichstrom in Wechselstrom oder als sogenannter umgekehrter Umformer benutzt, so hängt die Tourenzahl, wie in jedem Gleichstrommotor, von der Feldstärke ab und nimmt daher mit zunehmender Felderregung ab, mit abnehmender Felderregung zu. Bei Belastung eines derartig umgekehrten Umformers mit wattlosem Strom würde sich die Tourenzahl mit der durch diesen bedingten Aenderung der Felderregung ändern. Um die Tourenzahl eines solchen Gleichstrom-Wechselstromumformers konstant zu halten, verfährt man deswegen wie folgt. Man erregt



den Umformer mit einer besonderen kleinen nicht gesättigten Erregermaschine, die entweder mit der Welle des Umformers gekuppelt ist oder von einem kleinen Asynchronmotor angetrieben wird, der an die Klemmen der Wechselstromseite des Umformers angeschlossen ist. Die Tourenzahl des Umformers kann sich dann beim Auftreten von wattlosen Strömen nur wenig ändern, weil die Erregerspannung sich stark mit der Tourenzahl ändert.

Soll der umgekehrte Umformer synchron laufen oder parallel mit einem Dreiphasengenerator arbeiten, so ist es günstig, ihm einige Gegenkompoundwindungen zu geben, die Tourenzahl wird dann wegen des Ohmschen Spannungsabfalles $J_g \sqrt{\nu} R_a + \Delta P$ nicht fallen. Umgekehrte Umformer sowohl wie Doppelstromgeneratoren sollen ein starkes Feld haben.

XI. Die charakteristischen Kurven des Kaskadenumformers.

Von den vielen Kurven, die es gibt, werden wir uns hier nur mit denjenigen beschäftigen, die praktische Bedeutung haben. Es sind für einen Umformer mit Nebenschlusserregung die folgenden Kurven:

1. Die äussere Charakteristik,
2. die Belastungscharakteristik und
3. die V-Kurven.

1. Die äussere Charakteristik.

Sie stellt bei konstanter Primärspannung die Gleichspannung als Funktion des Belastungsstromes dar. Belastet man einen Kaskadenumformer mit Nebenschlusserregung, so bewirken verschiedene Ursachen einen Spannungsabfall, und zwar wirken diese Ursachen in folgenden zwei Gruppen parallel zu einander:

1. Es bewirkt der Wattstrom, der von Leerlauf bis Normallast hinzukommt, einen Spannungsabfall in der Asynchronmaschine; dieser[1]) ist, wenn P_1 die Klemmenspannung pro Phase, mit grosser Annäherung gleich

$$J_{1w}(r_1 + r_2') + \frac{J^2_{1w}(x_1 + x_2')^2}{2P_1}.$$

[1]) Siehe J. L. la Cour, Leerlauf- und Kurzschlussversuch in Theorie und Praxis. Verlag Fr. Vieweg u. Sohn.

Ausserdem haben wir einen Spannungsverlust ΔP unter den Bürsten am Kommutator des Umformers, den wir hier vernachlässigen.

2. Ganz unabhängig von den unter 1. angeführten Ursachen würde in der Gleichstrommaschine, wenn wir uns ihre Spannung von der vom Rotor gelieferten Spannung unabhängig denken, von Leerlauf bis Normallast ein Spannungsabfall

$$J_g \cdot \sqrt{\nu} \cdot R_a + \Delta P$$

im Anker und am Kommutator und ein weiterer Spannungsabfall infolge der Ankerrückwirkung des im Anker generierten Stromes $J_{g,g}$ und infolge des Sinkens der Erregerspannung eintreten. Die Spannung des Umformers würde also, unabhängig von den unter 1. genannten Ursachen, beim Belasten in gleicher Weise sinken wie die Spannung einer Gleichstrommaschine. Wir wollen diesen Abfall den Spannungsabfall der Gleichstrommaschine nennen.

Die unter 1. und 2. genannten Spannungsabfälle können nun gleich oder verschieden sein und wir können demnach drei Fälle unterscheiden.

a) Der Spannungsabfall in der Asynchronmaschine und unter den Bürsten ist gleich dem Spannungsabfall der Gleichstrommaschine. Die Belastung wird in dem Falle keinen Anlass zu wattlosen Strömen zwischen den beiden Maschinen geben und der totale Spannungsabfall von Leerlauf bis Belastung ist gleich demjenigen in der Asynchronmaschine und unter den Bürsten. Es wird somit der totale Spannungsabfall prozentual gleich

$$\varepsilon\,\% = \frac{J_{1w}(r_1 + r_2')}{P_1}\,100 + \frac{J^2_{1w}(x_1 + x_2')^2}{2P_1^2}\,100 + \frac{\Delta P}{P_g}\,100. \quad (42)$$

Da das zweite Glied mit J^2_{1w} verhältnismässig klein ist und da ΔP schon bei kleinen Strömen nahezu den normalen Wert erreicht, so ist die äussere Charakteristik fast eine gerade Linie.

Nehmen wir beispielsweise $J_{1w}(r_1 + r_2')$ zu 2,5 % und $J_{1w}(x_1 + x_2')$ zu 20 % von P_1 und ΔP zu $\frac{1}{2}$ % von P_g an, so wird der totale Spannungsabfall an der Gleichstromseite von Leerlauf bis Normallast

$$\varepsilon\,\% = 2{,}5\,\% + \frac{20^2}{200} + \frac{1}{2}\,\% = 5\,\%.$$

b) Der Spannungsabfall in der Asynchronmaschine und unter den Bürsten ist grösser als derjenige der Gleichstrommaschine. Bei Belastung des Umformers wird dann ein so grosser wattloser Strom



ΔJ_{wl} von dem Gleichheitsstromanker zur Asynchronmaschine fliessen, dass der Unterschied in den Spannungsabfällen sich ausgleicht.

Dieser wattlose Strom erhöht den Spannungsabfall in der Gleichstrommaschine und verkleinert ihn in der Asynchronmaschine. Es wird somit der totale Spannungsabfall bei Normallast kleiner als im ersten Falle. Auch hier ist die äussere Charakteristik eine gerade Linie.

c) Der Spannungsabfall in der Asynchronmaschine ist kleiner als derjenige der Gleichstrommaschine. Es wird in dem Falle beim Belasten ein wattloser Strom ΔJ_{wl} von der Asynchronmaschine zum Gleichstromanker fliessen und der totale Spannungsabfall grösser als im ersten Falle.

Wir werden nun zeigen, wie der Spannungsabfall graphisch berechnet werden kann und gehen zu dem Zwecke von der Leerlaufcharakteristik der Gleichstrommaschine aus. Bei Leerlauf haben wir die Spannung P_{g_0} an der Gleichstromseite und bei irgend einer Belastung die Spanung P_g. Bei Leerlauf ist die vom Hauptfelde in dem Gleichstromanker induzierte E.M.K. E_{g_0} und bei Belastung E_g.

Es ist

$$E_{g_0} = P_{g_0} - \sqrt{2} J_{w l_0} x_{s_1}$$

und

$$E_g = E_{g_0} - 2\sqrt{2} J_{2w} (r_1' + r_2) - \frac{2\sqrt{2} J^2_{2w} (x_1' + x_2)^2}{2 \,.\, P_2}$$

$$\mp 2\sqrt{2} \Delta J_{lwl} (x_1' + x_2) \pm \sqrt{2} \Delta J_{wl} x_{s_1} + J_g \sqrt{\nu} R_a = E_{g_0} - \Delta E_g. \quad \text{(a)}$$

Um die E.M.K. E_g zu induzieren, haben wir die Ampèrewindungen $\overline{OA}$ (Fig. 27) bei Leerlauf vermindert 1. um die rückwirkenden Ampèrewindungen AW_r des generierten Stromes $J_{g,g}$, 2. um die entmagnetisierenden Ampèrewindungen $\mp AW_e$ des Stromes ΔJ_{wl} und 3. um die Ampèrewindungen, herrührend von der durch den Spannungsabfall bedingten Verminderung der Feldampèrewindungen, letztere sind gleich

$$\left[2\sqrt{2} J_{2w} (r_1' + r_2) + \frac{2\sqrt{2} J^2_{2w} (x_1' + x_2)^2}{2 P_2} \pm 2\sqrt{2} \Delta J_{lwl} (x_1' + x_2)\right] \frac{AW_{t_0}}{P_{g_0}}$$

$$= \frac{\Delta E_g + J_g \sqrt{\nu} R_a \pm \sqrt{2} \Delta J_{wl} x_{s_1}}{P_{g_0}} AW_{t_0}.$$

Indem J_{2w} und $J_{g,g}$ dem Gleichstrom J_g proportional sind und indem das Glied mit J^2_{2w} verhältnismässig klein ist, so können wir schreiben, wenn $J_g R$ die Summe des zweiten und dritten Gliedes in Gleichung a) bezeichnet,

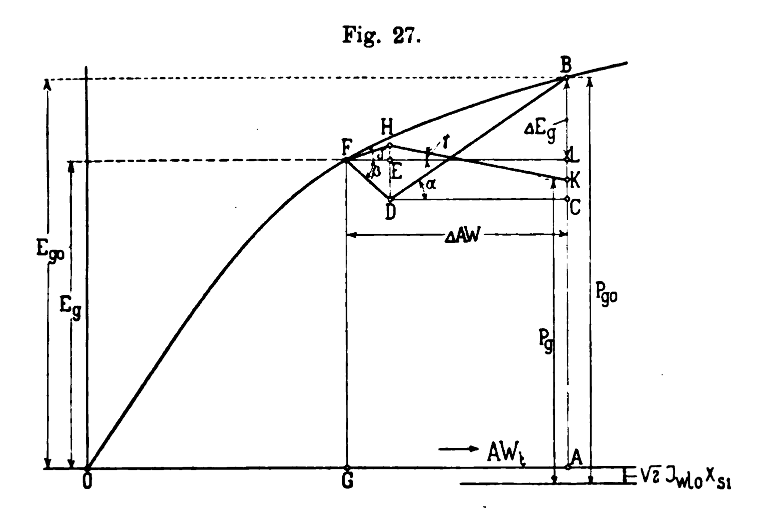
$$\Delta E_g = J_g(R - \sqrt{\nu} R_a) \pm 2\sqrt{2} J_{lwl} (x_1' + x_2) \mp \sqrt{2} \Delta J_{wl} x_{s_1}$$
$$= A J_g \pm B \Delta J_{wl}.$$

Die totale Verminderung der wirksamen Ampèrewindungen ist

$$\Delta AW = AW_r + \frac{J_g R}{P_{g_0}} AW_{t_0} \mp AW_e \pm \frac{2\sqrt{2}\Delta J_{lwl}(x_1' + x_2)}{P_{g_0}} AW_{t_0}$$
$$= a J_g - b \Delta J_{wl}. \quad \ldots \ldots \ldots \quad (43)$$

In der Figur tragen wir nun $\Delta E_g = \overline{BL}$ und $\Delta AW = \overline{LF}$ ein. Wie wir gesehen haben, hat J_g eine Verminderung der E.M.K. um

Fig. 27.



$A J_g = \overline{BC}$ und eine Verminderung der wirksamen Ampèrewindungen um $a J_g = \overline{CD}$ zur Folge, also bewirkt der Strom J_g einen Verlauf der E.M.K. E_g als Funktion der wirksamen Ampèrewindungen nach der Geraden BD. In ähnlicher Weise bewirkt der Strom $\pm \Delta J_{wl}$, dass die E.M.K. um $B \Delta J_{wl} = \overline{DE}$ verkleinert oder erhöht wird, und dass die wirksamen Ampèrewindungen um $b \Delta J_{wl} = \overline{EF}$ erhöht oder verkleinert werden. Es hat somit der wattlose Strom ΔJ_{wl} zur Folge, dass die E.M.K. als Funktion der wirksamen Ampèrewindungen nach der Geraden $\overline{DF}$ verläuft. $\overline{BD}$ und $\overline{DF}$ schliessen mit der Abscissenachse die Winkel α bezw. β ein. Es ist also

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{A}{a} \quad \text{und} \quad \operatorname{tg} \beta = \frac{B}{b}.$$

Wünschen wir nun zu irgend einer E.M.K. $E_g = \overline{GF}$ den Belastungsstrom J_g und den ausgleichenden wattlosen Strom ΔJ_{wl} zu

bestimmen, so ziehen wir durch B die Gerade B D unter dem Winkel α zur Abscissenachse und die Gerade FD unter dem Winkel β zur Abscissenachse, so erhalten wir einen Schnittpunkt D und es ist

$$J_g = \frac{\overline{CD}}{a} \quad \text{und} \quad \Delta J_{wl} = \frac{\overline{FE}}{b}.$$

Die Linie BD ist, wenn man ganz genau verfährt, keine gerade Linie, sondern eine nach unten schwach gekrümmte Kurve; dies rührt daher, dass in $A J_g$ das Glied

$$\frac{2\sqrt{2}\, J^2_{2w} (x_1' + x_2)^2}{2 P_2}$$

vorkommt, welches schneller als J_g wächst.

Um nun die zu E_g zugehörige Spannung P_g zu ermitteln, subtrahieren wir von E_g den Spannungsabfall

$$J_g \sqrt{\nu}\, R_a \pm \sqrt{2}\, \Delta J_{wl}\, x_{s_1} + \Delta P$$

und addieren die Reaktanzspannung $\sqrt{2}\, J_{wl_0} \,.\, x_{s_1}$ hinzu. Dies geschieht in der Weise, dass wir von dem Punkte F ausgehend eine Linie unter dem Winkel δ zur Abscissenachse ziehen und zwar so, dass

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\sqrt{2}\, \Delta J_{wl}\, x_{s_1}}{b\, \Delta J_{wl}} = \frac{\sqrt{2}\, x_{s_1}}{b}.$$

Diese Linie schneidet die Vertikale DE im Punkte H. Von H aus ziehen wir alsdann eine Gerade unter den Winkel γ zur Abscissenachse so, dass

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{J_g \sqrt{\nu}\, R_a + \Delta P}{a J_g} = \frac{\sqrt{\nu}\, R_a}{a} + \frac{\Delta P}{a J_g}$$

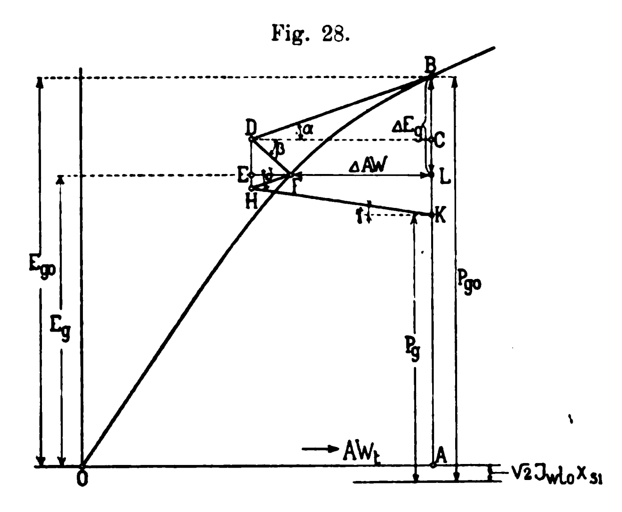
und diese schneidet die Vertikale AB im Punkte K. Es ist dann $\overline{AK} + \sqrt{2}\, J_{wl_0} x_{s_1}$ die Spannung P_g an der Gleichstromseite bei der Belastung J_g. Durch die obige Konstruktion können wir nun zu jeder Belastung die zugehörige Gleichspannung ermitteln und erhalten als äussere Charakteristik eine schwach gekrümmte Kurve.

In Fig. 27 ist die Konstruktion für den Fall dargestellt, dass der Spannungsabfall in der Synchronmaschine grösser ist als in der Gleichstrommaschine und wie ersichtlich bewirkt der wattlose Strom ΔJ_{wl} eine Erhöhung der Spannung um die Strecke $\overline{DH}$. Der Spannungsabfall $P_g - P_{g_0} = \overline{BK}$ wird somit in diesem Falle durch die Sättigung der Gleichstrommaschine verkleinert.

Führen wir nun dieselbe Konstruktion für eine schwach gesättigte Gleichstrommaschine durch, so erhalten wir die Fig. 28. In diesem Falle verkleinert ΔJ_{wl} die Spannung um die Strecke $\overline{DH}$ und erhöht somit den Spannungsabfall. ΔJ_{wl} ist gleich Null für den Schnittpunkt der Geraden BD mit der Leerlaufcharakteristik; in dem Falle wird dann der totale Spannungsabfall gleich dem in der Asynchronmaschine und unter den Bürsten am Kommutator. Es ist noch zu bemerken, dass je grösser die Zahl der Feldampèrewindungen AW_{t_0} bei Leerlauf ist, desto stärker fällt die Erregung und mit ihr die Spannung bei Belastung ab.

Durch passende Sättigung der Ankerzähne und den Magnetkern ist es also möglich, den totalen Spannungs-

Fig. 28.



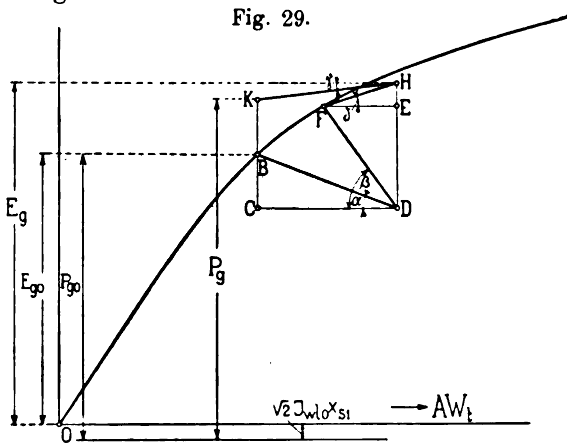
abfall eines Kaskadenumformers innerhalb weiten Grenzen zu ändern, und dies geschieht ohne Anwendung von einer Kompoundwicklung. Natürlich lässt sich mittels einer Kompoundwicklung die Spannung noch innerhalb weiterer Grenzen mit der Belastung ändern, indem wir die Gleichstrommaschine kompoundieren.

Die Ampèrewindungen der Kompoundwicklung sind dem Strome direkt proportional und können also zu dem Gliede AW_r addiert oder subtrahiert werden, je nachdem sie ent- oder aufmagnetisierend wirken. Wird die Gleichstrommaschine z. B. so stark kompoundiert, dass die Ampèrewindungen $a J_g$ negativ werden, so erhalten wir die folgende Konstruktion (Fig. 29) zur Bestimmung der einzelnen Punkte der äusseren Charakteristik. Wie ersichtlich steigt in diesem Falle die Spannung mit der Belastung.

An Hand des oben beschriebenen Beispieles (500 KW.-Maschine) werden wir nun die Anwendung der obigen Konstruktionen zeigen, um darzulegen, dass die Spannung beliebig mit der Belastung variiert werden kann, selbst wenn der Umformer nur Nebenschlusserregung besitzt. Wir konstruieren zu dem Zweck die äusseren Charakteristiken, indem wir der Reihe nach von den E.M.Ken. $E_{g_0} = 500$, 600 und 700 Volt bei Leerlauf ausgehen. Da der wattlose Strom bei Leerlauf keinen Einfluss auf den Spannungsabfall $\overline{BK}$ hat, so setzen wir diesen in allen drei Fällen gleich Null.

Die in dieser Weise erhaltenen drei Charakteristiken sind zusammen mit der Leerlaufcharakteristik der Gleichstrommaschine in der Fig. 30 dargestellt.

Fig. 29.



Es soll noch zuletzt die Berechnung der Winkel α, β, γ und δ durchgeführt werden. Es ist

$$A J_g = J_g \left(\frac{2\sqrt{2}\, J_{2w}}{J_g} (r_1' + r_2) + \frac{2\sqrt{2}\, J^2_{2w} (x_1' + x_2)^2}{J_g \,.\, 200\, P_2} - \sqrt{\nu}\, R_a \right).$$

Bei Normallast und 600 Volt Gleichspannung bewirkt der Wattstrom in der Asynchronmaschine eine Widerstandsspannung von 2,2 %, eine Reaktanzspannung von 21,8 %, also eine Spannungsänderung von Leerlauf bis Belastung gleich $2{,}2 + \frac{20{,}7^2}{200} = 4{,}35$ %. An der Gleichstromseite hat diese Spannungsänderung eine Abnahme der Spannung um $J_g R = 600 \times \frac{4{,}35}{100} = 26{,}0$ Volt zur Folge.

Indem

$$J_g \sqrt{\nu}\, R_a = 7{,}25 \text{ Volt}$$

ist, wird

$$A J_g = 26{,}0 - 7{,}25 = 18{,}75 \text{ Volt.}$$

Es ist

$$B \Delta J_{wl} = \sqrt{2}\, \Delta J_{lwl}\, (2 x_1' + 2 x_2) - \sqrt{2}\, \Delta J_{wl}\, x_{s_1}$$
$$= \sqrt{2}\, \Delta J_{wl} \left[(2 x_1' + 2 x_2)\ 2 \sin \frac{\pi}{m_2} - x_{s_1} \right],$$

also

$$B = \sqrt{2}\left[4 \sin \frac{\pi}{m_2} (x_1' + x_2) - x_{s_1}\right] = \sqrt{2}\,[4 \,.\, 0{,}26 (0{,}169 + 0{,}2) - 0{,}051]$$
$$= 0{,}542 - 0{,}072 = 0{,}47\ \Omega.$$

Ferner ist

$$a J_g = AW_r + \frac{J_g R}{R_{g_0}} AW_{t_0}$$

oder

$$a = \frac{p_a}{p_a + p_g} \frac{N}{20 a} + \frac{J_g R}{P_{g_0}} \frac{AW_{t_0}}{J_g}. \quad . \quad . \quad . \quad (44)$$

Für

$$P_{g_0} = 600 \text{ Volt und } J_{wl_0} = 0 \text{ wird } AW_{t_0} = 48\,600,$$

also

$$a = \frac{672}{2 \,.\, 20 \,.\, 3} + \frac{26{,}0}{600} \frac{48\,600}{835} = 5{,}6 + 2{,}52 = 8{,}12.$$

In gleicher Weise erhalten wir

$$b \Delta J_{wl} = AW_e + \frac{2\sqrt{2}\, \Delta J_{wl}\, (x_1' + x_2)}{P_{g_0}} AW_{t_0}$$

oder

$$b = \frac{k_0 N}{2 a\ 2 \sin \frac{\pi}{m_2}} - \frac{4\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m_2} (x_1' + x_2)}{P_{g_0}} AW_{t_0}. \quad . \quad (45)$$

Für $E_{g_0} = 600$ Volt wird

$$b = \frac{0{,}75 \,.\, 672}{2 \,.\, 3 \,.\, 2 \sin 15^0} \frac{0{,}542}{600} 48\,600 = 162 - 44 = 118.$$

Es ergeben sich nun

1. der Winkel α, indem wir $\overline{BC} = A J_g = 18{,}75$ Volt und $\overline{CD} = a J_g = 8{,}12 \,.\, 835 = 6800$ Amp.-Wdg. auftragen.

2. Der Winkel β, indem wir z. B. für $\Delta J_{wl} = 50$ Amp. eine Strecke $\overline{DE} = B \Delta J_{wl} = 0{,}47 \,.\, 50 = 23{,}5$ Volt und eine Strecke $\overline{EF} = b \Delta J_{wl} = 118 \,.\, 50 = 5900$ Amp.-Wdg. auftragen. $\overline{DF}$ schliesst dann den Winkel β mit der Abscissenachse ein.

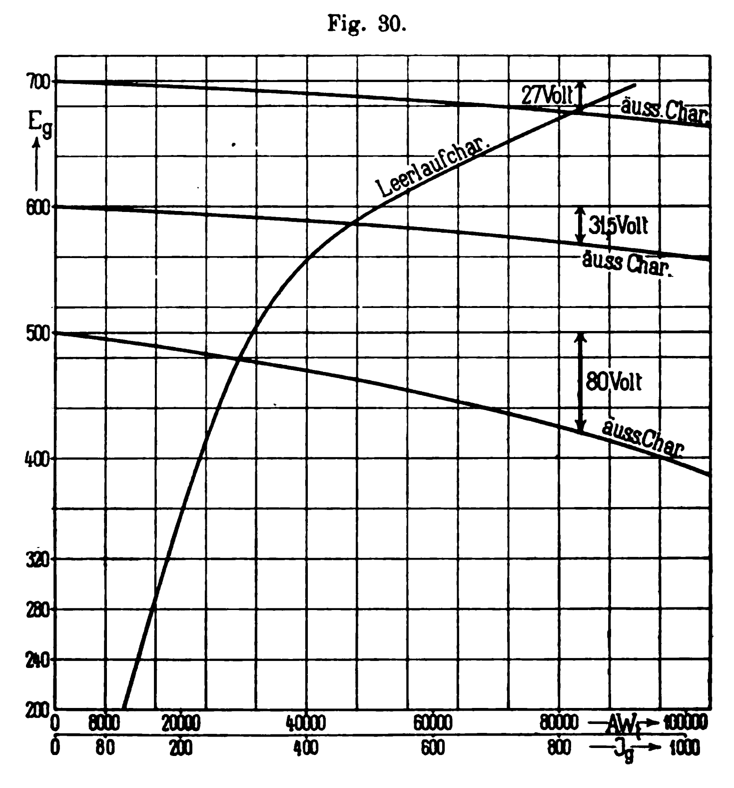
3. Der Winkel γ, indem wir $J_g \sqrt{\nu}\, R_a + \Delta P = 7{,}25 + 2{,}5 = 9{,}75$ Volt als Ordinate und $a J_g = 6915$ Amp.-Wdg. als Abscisse auftragen.

4. Der Winkel δ, indem wir z. B. für $\Delta J_{wl} = 50$ Amp.

$$\sqrt{2}\, \Delta\, J_{wl}\, x_{s_1} = 50 \,.\, 0{,}072 = 3{,}6 \text{ Volt}$$

als Ordinate und $b \Delta J_{wl} = 5900$ Amp.-Wdg. als Abscisse auftragen.

Fig. 30.



Wie aus der Fig. 30 ersichtlich, ist der Spannungsabfall in den drei Fällen sehr verschieden. Für den Fall, dass der Spannungsabfall in der Asynchronmaschine und in der Gleichstrommaschine gleich sind, erhalten wir an der Gleichstrommaschine bei Normallast ($J_g = 835$ Amp.) $J_g R + \Delta P = 26{,}0 + 2{,}5 = 28{,}5$ Volt. Bei Normallast $J_g = 835$ Amp. erhalten wir bei 700 Volt Leerlaufspannung nur 27,0 Volt, d. h. 3,86 %, bei 600 Volt 31,5 Volt, d. h. 5,25 %, und bei 500 Volt 80 Volt, d. h. 16 % Spannungsabfall. Durch die Sättigung der Gleichstrommaschine lässt sich somit der Spannungsabfall innerhalb weiten Grenzen ändern.

Bei stationären Transformatoren und gewöhnlichen rotierenden

Umformern kann man dagegen keine so grosse Elastizität in der Spannungsregulierung ohne Kompoundwicklung erreichen; denn erstens haben die Transformatoren nicht genügend Reaktanz und zweitens hat der gewöhnliche rotierende Umformer einen zu kleinen Spannungsabfall.

Man hat versucht, Transformatoren mehr Reaktanz zu geben, indem man den Widerstand des magnetischen Kreises derselben erhöhte. Dies darf aber nicht durch Luftschlitze geschehen, denn dadurch wird nur der Magnetisierungsstrom erhöht, und erhöht man den magnetischen Widerstand der Kerne, indem man Schlitze in den Blechen derselben stanzt, so werden die Eisenverluste sofort bedeutend grösser. Zweckmässiger ist es dagegen, die primären und sekundären Wicklungen etwas weiter als sonst gebräuchlich voneinander anzuordnen.

2. Die Belastungscharakteristik.

Die Belastungscharakteristik stellt bei konstanter Primärspannung und konstantem Gleichstrom J_g die Abhängigkeit der Gleichspannung P_g von dem Erregerstrome i_e dar. Hält man den Gleichstrom J_g konstant und ändert die Erregung, so ändert sich nur der wattlose Strom J_{wl}. Dieser bedingt eine Spannungsänderung $J_{2wl}(x_1' + x_2)$ in der Asynchronmaschine und eine Feldänderung in der Gleichstrommaschine; diese letztere wird bedingt von dem Streufluss der Reaktanzspannung $J_{2wl}\, x_{s_1}$ und von den entmagnetisierenden Ampèrewindungen

$$AW_e = k_0 \frac{N}{2a} \frac{J_{2wl}}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}}.$$

Indem die Primärspannung P_1 und der Gleichstrom J_g konstant sind, so bleibt auch

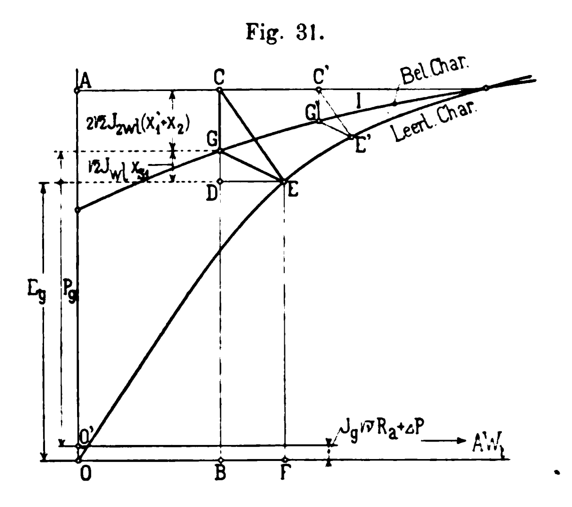
$$P_1' - J_{2w}(r_1' + r_2) - \frac{J^2_{2w}}{2} \frac{(x_1' + x_2)^2}{P_1'} - J_a x_1'$$

$$+ \frac{1}{2} J_g \sqrt{\frac{\nu}{2}} R_a = \frac{1}{2} E_w + J_{2wl}(x_1' + x_2) + \frac{1}{2} J_{wl} \cdot x_{s_1}$$

für jede Erregung konstant. Alle Grössen sind auf die Rotorwicklung reduziert. In der Leerlaufcharakteristik der Gleichstrommaschine (Fig. 31) tragen wir $2\sqrt{2}$mal dieser konstanten Spannung gleich $\overline{OA}$ ein und subtrahieren von dieser die Reaktanzspannung $\sqrt{2} J_{2wl}(2x_1' + 2x_2) = \overline{CG}$. Wir erhalten dann die E.M.K. $BG = \sqrt{2} E_w + \sqrt{2} J_{wl} x_{s_1} = P_g + J_g \sqrt{\nu} R_a + \Delta P$ der Gleichstrommaschine. Von dieser subtrahieren

wir wieder die Reaktanzspannung $2\sqrt{2}J_{wl}x_{s_1} = \overline{GD}$ des wattlosen Stromes in der Gleichstrommaschine und erhalten $\overline{BD} = \sqrt{2}E_w$, welche E.M.K. in der Gleichstrommaschine vom Hauptfelde induziert werden muss. Da aber das Hauptfeld von den Ampèrewindungen $\overline{OF} = AW_t + AW_e$ erzeugt wird, so müssen wir von diesen die entmagnetisierenden Ampèrewindungen $AW_e = \overline{BF}$ subtrahieren, um die Ampèrewindungen $\overline{OB} = AW_t$ an den Feldmagneten zu erhalten. Der Punkt G stellt somit die totale induzierte E.M.K. $\sqrt{2}E_w + \sqrt{2}J_{wl}x_{s_1}$ als Funktion der Erregerstärke $\overline{OB}$ dar. Wünscht man einen anderen Punkt G′, so zieht man nur eine Parallele C′E′ zu CE und durch E′ eine Parallele E′G′ zu EG. In dieser Weise kann eine ganze Reihe

Fig. 31.



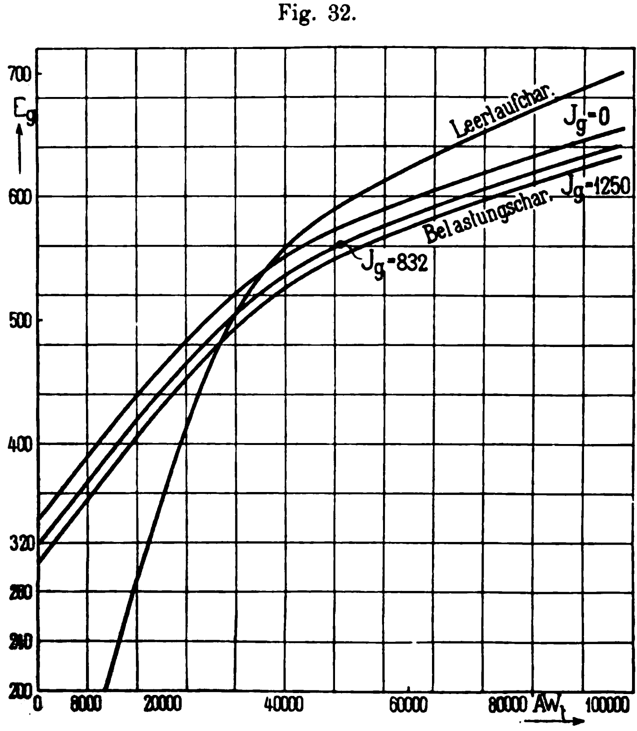
von Punkten bestimmt und zu einer Kurve I verbunden werden. Subtrahieren wir von allen Ordinaten die konstante Spannung $\overline{OO'} = J_g\sqrt{\nu}R_a + \Delta P$, was durch Ziehen einer horizontalen Linie durch O′ geschieht, so stellt die Kurve I in dem neuen Koordinatensystem mit O′ als Ursprung die Gleichstromspannung P_g als Funktion vom Erregerstrome i_e dar. Für eine andere Belastung, d. h. für einen anderen Strom J_g, erhalten wir eine andere Kurve, die fast äquidistant zu der ersten verläuft.

Für den 500 KW.-Umformer sind die Belastungscharakteristiken in dieser Weise für Leerlauf, Normallast und 50% Ueberlast konstruiert und die drei Kurven zusammen mit der Leerlaufcharakteristik in der Fig. 32 zusammengestellt. Wie ersichtlich, lässt sich die Gleichspannung P_g bei diesem Umformer innerhalb weiten Grenzen durch Aenderung der Felderregung regulieren.

3. Die V-Kurven.

Die V-Kurven stellen bei konstanter Primärspannung P_1 und bei konstantem Gleichstrom J_g den Primärstrom J_1 als Funktion der Felderregung i_e dar. In diesem Falle bleibt für alle Erregungen der Watt-

Fig. 32.



strom J_{1w} konstant. Der wattlose Strom $J_{1wl} = u_{ia} J'_{1wl}$ ergibt sich mittels der in Fig. 31 dargestellten Konstruktion zu

$$J'_{1wl} = J_a \pm J_{2wl} = J_a \pm \frac{\overline{GC}}{2\sqrt{2}(x_1' + x_2)} \quad . \quad . \quad . \quad (46)$$

Ermitteln wir nun für mehrere Erregungen J_{1wl} und tragen

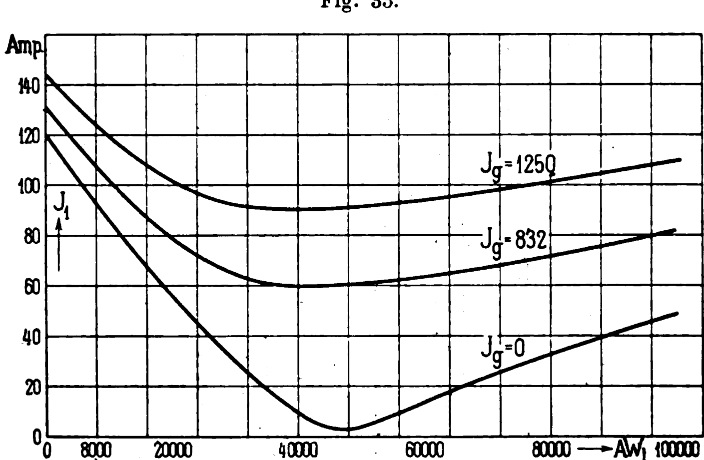
$$J_1 = \sqrt{J^2_{1w} + J^2_{1wl}}$$

als Funktion des Erregerstromes auf, so erhalten wir eine V-ähnliche Kurve. In der Fig. 33 sind die V-Kurven der 500 KW.-Maschine bei Leerlauf, Normallast und 50 % Ueberlast dargestellt.

XII. Parallelarbeiten und Rückwirkung auf die Centrale.

Der Kaskadenumformer hat die Eigenschaften eines Synchronmotors und wirkt somit auf die Generatoren der Centralen zurück. In grossen Anlagen müssen sie aber nicht allein mit den Wechselstromgeneratoren, sondern auch auf der Gleichstromseite mit Gleichstromgeneratoren oder Pufferbatterien parallel arbeiten. Damit dies möglich ist, ist es nötig, dass die Umformer bei konstanter Primärspannung an der Wechselstromseite einen passend grossen Spannungsabfall von Leerlauf bis Normallast an der Gleichstromseite besitzen. Wie wir oben gesehen haben, lässt sich bei dem Kaskadenumformer bei passen-

Fig. 33.



der Sättigung der Ankerzähne und der Feldmagnete der Gleichstrommaschine ein Spannungsabfall von 5 bis 20 % erreichen.

Es liegt deswegen kein Bedenken vor in Bezug auf das Parallelarbeiten von Kaskadenumformern mit Nebenschlusserregung mit anderen Gleichstrommaschinen oder Pufferbatterien, wenn die Umformer richtig dimensioniert sind. Der nötige Spannungsabfall des Umformers kann auch durch Gegenkompoundwicklungen auf den Feldmagneten in einfacher Weise erzielt werden. Wenn es aber möglich, was bei dem Kaskadenumformer der Fall ist, so vermeidet man eine Kompoundwicklung, weil das Parallelschalten auf der Gleichstromseite einfacher wird.

Ist der Spannungsabfall eines Umformers zu klein, so nimmt der Umformer und nicht die Pufferbatterie die Belastungsstösse auf und

gerät leichter ins Pendeln. Ein kleiner Spannungsabfall macht aber den Umformer überlastungsfähiger. Wenn derselbe nicht mit anderen Gleichstrommaschinen parallel arbeiten soll, so ist ein kleiner Spannungsabfall günstig; denn dadurch wird der Umformer überlastungsfähiger und kann für eine ca. 25 % kleinere Normalleistung als eine gewöhnliche Gleichstrommaschine gebaut werden. — Bevor die maximale Leistung des Umformers erreicht worden ist, wird eher die maximale Leistung der Arbeitsübertragung erreicht werden.

Ist die Gleichstromspannung des Umformers

$$P_{g_0} + J R_z,$$

wo $J R_z$ die mit der Belastung proportionale Spannungsänderung bedeutet, so ist die Spannung an der Wechselstromseite des Umformers

$$P_w = \frac{1}{\sqrt{2}} (P_{g_0} + J R_z + \Delta P) = P_{w_0} \pm J_w r_z. \quad . \quad . \quad (47)$$

Setzen wir ferner

r_2 = effektiven Widerstand der Rotorwicklung,
x_2 = Reaktanz der Rotorwicklung,
r_1 = effektiven Widerstand der Statorwicklung,
x_1 = Reaktanz der Statorwicklung,
r_l = effektiver Widerstand der Arbeitsübertragungsleitungen,
x_l = Reaktanz der Arbeitsübertragungsleitungen,
$r_t = r_1 + r_2 + r_l$ = totaler effektiver Widerstand,
$x_t = x_1 + x_2 + x_l$ = totale effektive Reaktanz und
P_0 = Spannung pro Phase in der Primärstation,

so wird die maximale Leistung des m_1-phasigen Umformers mit Leitungen

$$W_{max} = m_1 P_{w_0} \frac{P_0 z_t - P_{w_0} r_t}{r_t r_2 + z_t^2} + \left(\frac{P_0 z_t - P_{w_0} r_t}{r_t r_2 + z_t^2}\right)^2 r_z. \quad (48)$$

Diese maximale Leistung kommt aber nicht in Frage bei Pendelerscheinungen; denn hier verhält der Umformer sich als Synchronmotor und die Energie pendelt hin und her zwischen dem Generator und den Massen des Kaskadenumformers, in welchen sie eine Zeitlang akkumuliert wird. Die Periodenzahl[1]) der natürlichen Schwingungen des aus dem elektrischen Stromkreise und dem Umformer bestehenden Systemes ist, wenn man von der Dämpfung absieht

$$c_{e\,i} = \sqrt{\frac{c k_u}{4 \pi T}}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (49)$$

[1]) Siehe Wechselstromtechnik Bd. IV. Die synchronen Wechselstrommaschinen von E. Arnold und J. L. la Cour.



wo c die Periodenzahl des zugeführten Stromes, k_u die Ueberlastungsfähigkeit des Umformers als Synchronmotor im Verhältnis zur normalen Leistung und T die Zeit, welche nötig ist, um den Umformer auf synchrone Tourenzahl zu bringen, wenn man demselben die normale Leistung W_g zuführt.

Die Ueberlastungsfähigkeit eines Umformers als Synchronmotor ist gleich

$$k_u = \frac{m P_0}{W_g}\left(\frac{P_0}{x_2 + x_{u_3}} - J_{wl}\right), \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (50)$$

wo P die Spannung pro Phase in der Primärstation, $x_t = x_l + x_1 + x_2$ die totale Reaktanz der Leitungen und der Asynchronmaschine reduziert auf die Primärspannung P_0, x_{u_3} die Reaktanz des Wattstromes in der Gleichstrommaschine reduziert auf die Primärspannung P_0 und J_{wl_0} den wattlosen Strom, der an der Primärstation abgegeben wird, bedeutet.

T ist die Anlaufzeit des Umformers als Motor bei Zuführung der normalen Leistung W; dieselbe ist gleich

$$T = \frac{\frac{1}{2}\,\omega^2 \Sigma \frac{G D^2}{4}}{W_g}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (51)$$

Wünscht man bei der Aufstellung eines Umformers in einer Anlage zu wissen, ob eine direkte Gefahr zum Pendeln vorhanden ist, so berechnet man zuerst c_{ei} oder das Verhältnis

$$\frac{p_G}{\nu} = \sqrt{\frac{4 \pi c T}{k_u}}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (52)$$

welches nicht mit demselben Verhältnis irgend einer von einer Kolbenmaschine angetriebenen Wechselstrommaschine übereinstimmen darf. p_G ist die Polpaarzahl des betrachteten Wechselstromgenerators und ν die Zahl der Leistungsimpulse pro Umdrehung herrührend von dem Kurbelmechanismus der Antriebsmaschine des betreffenden Generators. Die gefährlichsten Impulse sind die von der niedrigsten Periodenzahl, also die für $\nu = 1$, 2 oder 4.

Stimmt die Periodenzahl der natürlichen Schwingungen des Umformers mit irgend einer der vielen Schwingungen, die dem System von einer Kurbelmaschine aufgedrückt wird, überein, so muss man k_u ändern; denn c und auch nicht T lassen sich gut ändern.

Von den Grössen, die in der Formel k_u vorkommen, lässt sich nur x_{u_3}, d. h. die Reaktanz des Wattstromes des Umformers bequem abändern. x_3 ändert man, indem man den Luftspalt, die Nutenform oder die Zahnsättigung der Gleichstrommaschine anders wählt. Weicht

die natürliche Periodenzahl des Systemes trotz dieser Aenderung nicht stark von der Periodenzahl der von der Dampfmaschine erzwungenen Schwingungen ab, so wird das System auf die Dampfmaschine zurückwirken und den Pendelweg deswegen vergrössern, wodurch wieder der Pendelweg des Umformers vergrössert wird. Der letztere kann dann ausser Tritt fallen. Der Pendelweg des Generators und des Umformers ist umgekehrt proportional der Reaktanz des Wattstromes und da diese von dem Querfelde im Generator resp. im Umformer abhängt, so erklären sich leicht die von C. F. Scott nach praktischen Erfahrungen aufgestellten Bedingungen für einen guten Betrieb von Umformern.

1. Die Generatoren sollen grosse Schwungmassen erhalten und so angetrieben werden, dass die Winkelabweichungen der Magneträder innerhalb enger Grenzen bleiben, selbst wenn die Belastung periodisch variiert.

2. Die Generatoren und Umformer sollen einen relativ grossen Luftspalt haben.

3. Das Eisen in den Magnetkernen und im Joch soll ungesättigt bleiben; denn dann treten nur kleine wattlose Ströme auf.

Bei jeder Pendelerscheinung schwankt hauptsächlich der Wattstrom und mit ihm das Querfeld im Umformer. Um die Schwankung desselben und seinen schädlichen Einfluss auf die Kommutation zu vermeiden, werden die Umformer mit Bronzebrücken zwischen den Polspitzen versehen, die auch unter die Polschuhe greifen.

Die Erfahrung hat gezeigt, dass die gewöhnlichen rotierenden Umformer bei grosser Periodenzahl empfindlicher in Bezug auf Pendeln sind als die mit niedriger Periodenzahl, was auch ganz natürlich ist. Dies trifft jedoch nicht für den Kaskadenumformer zu; denn für diesen weicht die kritische Grösse $\sqrt{\frac{4\pi c T}{k_u}}$ bedeutend von der eines gewöhnlichen Umformers derselben Periodenzahl ab.

Oft geben Oberströme in Betrieben mit synchronen Maschinen Anlass zu Störungen. Haben die E.M.Ke. der Generatoren und Umformer verschiedene Kurvenformen, so fliessen zwischen denselben Oberströme, die um so grösser sind, je kleiner die Reaktanzen des ganzen elektrischen Stromkreises in Bezug auf diese Oberströme sind. Im Kaskadenumformer müssen die Oberströme, um nach dem Umformer zu gelangen, in der Asynchronmaschine von der Statorwicklung auf die Rotorwicklung überführt werden. Da aber die Asynchronmaschine vollständig verteiltes Eisen und somit grosse Reaktanz für alle Oberströme besitzt, so können die Oberströme den Kaskaden-

umformer weniger stören als den gewöhnlichen rotierenden Umformer und die Synchronmotoren. Als Beispiel mag erwähnt werden, dass ein moderner rotierender Umformer in dem Laboratorium des hiesigen elektrotechnischen Instituts, wenn er an das städtische Elektrizitätswerk angeschlossen wird, dessen E.M.K.-Kurve eine fünfte Oberwelle besitzt, deren Amplitude ca. 12 % der Grundwelle beträgt, weder bei Leerlauf noch bei Belastung im Synchronismus zu halten ist. Schliesst man dagegen denselben Umformer in Kaskade mit einem Asynchronmotor an das Netz an, so lässt derselbe sich vollbelasten ohne ausser Tritt zu fallen. Natürlich fliessen auch in diesem Falle grosse Oberströme im Umformer. Dieselben sind jedoch nicht so gross, dass sie ihn ausser Tritt bringen können.

XIII. Die Kommutation.

Die Potentialkurve längs des Kommutatorumfanges ist fast eine sinusförmige Kurve, die ihre Lage etwas mit der Belastung ändert. Da nur ein quermagnetisierendes Feld die Potentialkurve verschiebt, so wird eine Verschiebung nur von dem im Umformer generierten Strome

$$J_{g,g} = \frac{p_a}{p_a + p_g} J_g$$

bewirkt. Eine kleine Verschiebung wird auch durch die Kommutation des Ankerstromes verursacht; denn durch die Kommutation des Stromes ändert das totale Nutenfeld plötzlich seine Richtung.

Betrachten wir die unter einer Bürste liegenden Kommutatorlamellen und die an sie angeschlossenen Spulen der Ankerwicklung, so ist leicht einzusehen, dass die in einer Windung induzierte E.M.K. bei Belastung eine andere ist als bei Leerlauf. Die Aenderung der in einer Spule induzierten E.M.K. rührt von der Aenderung des Feldes in der neutralen Zone und von dem Nutenfelde her. Bezeichnen wir die spezifische Leitfähigkeit des Ankerquerflusses pro Centimeter Ankerumfang und Ankerlänge mit $2\lambda q$, so tritt im Kaskadenumformer eine Aenderung des Feldes in der neutralen Zone von Leerlauf bis Belastung um

$$2\,B_q = 2\,AS \frac{p_a}{p_a + p_g} \lambda_q$$

ein. λ_q variiert beim Kaskadenumformer, dessen Polbogen 65 bis 70 % der Polteilung ist, zwischen 4 bei ungesättigten Polspitzen und Ankerzähnen und 1,5 bei stark gesättigten Polspitzen und Ankerzähnen.

Das Nutenfeld reduziert auf den Ankerumfang, ist gleich

$$2 B_N = 2 AS \lambda_N \frac{t_1}{t_1 + b_r - \beta_r},$$

wo

$$\lambda_N = 1{,}25 \left[\frac{r}{3 r_3} + \frac{r_5}{r_3} + \frac{2 r_6}{r_1 + r_3} + \frac{r_4}{r_1}\right] + 0{,}92 \log\left(\frac{\pi t_1}{2 r_1}\right) + 0{,}5 \frac{l_s}{l_i}. \quad (53)$$

t_1 ist die Nutenteilung, $b_r = b_1 \frac{D}{D_k}$ die auf den Ankerumfang reduzierte Bürstenbreite und $\beta_r = \beta \frac{D}{D_k}$ die auf den Ankerumfang reduzierte Lamellenbreite.

Durch die beiden Felder $2 B_q$ und $2 B_N$ wird eine Aenderung in der in einer Ankerspule induzierten E.M.K. von Leerlauf bis Belastung auftreten, und diese ist gleich

$$2 \Delta e' = \frac{N}{K} l_i v \,.\, 2 AS \left(\lambda_N \frac{t_1}{t_1 + b_r - \beta_r} + \frac{p_a}{p_a + p_g} \lambda_q\right) 10^{-6} \text{ Volt}.$$

N ist Stabzahl des Ankers und K die Zahl der Kommutatorlamellen, also $\frac{N}{K}$ die Stabzahl pro Ankerspule, b_1 ist die Breite der Bürste, β die Breite einer Lamelle, l_i die ideelle Länge des Ankereisens und v die Umfangsgeschwindigkeit des Ankers in Meter pro Sekunde. Zwischen zwei Bürstenspitzen liegen

$$\frac{b_1}{\beta} \frac{p}{a}$$

Ankerspulen; es wird somit zwischen den zwei Bürstenspitzen eine E.M.K. bei Belastung induziert, die um

$$2 \Delta e = \frac{b_1}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K} l_i v \, 2 AS \left(\lambda_N \frac{t_1}{t_1 + b_r - \beta_r} + \frac{p_a}{p_a + p_g} \lambda_q\right) 10^{-6} \text{ Volt}$$

von der bei Leerlauf sich unterscheidet.

Diese E.M.K. $2 \Delta e$ gibt Anlass zu inneren Strömen in den kurzgeschlossenen Ankerspulen, die um so grösser sind, je kleiner der Uebergangswiderstand zwischen Bürste und Kommutator ist. Diese inneren Ströme geben wieder Anlass zu einem Spannungsabfall in der Wicklung, so dass zwischen den Bürstenspitzen nicht die E.M.K. $2 \Delta e$ sondern eine etwas kleinere Spannung $2 \Delta p$ zur Geltung kommt. Versuche haben aber ergeben, dass bei harten Kohlenbürsten Δp nicht

viel kleiner als Δe ist. Um sicher zu gehen, werden wir daher fordern, dass Δe eine gewisse Grenze nicht überschreiten darf. Bei gewöhnlichen Kohlenbürsten soll

$$\Delta e = \frac{b_1}{\beta} \frac{p}{a} \frac{N}{K} l_i v A S \left(\lambda_x \frac{t_1}{t_1 + b_r - \beta_r} + \frac{p_a}{p_a + p_g} \lambda_q\right) 10^{-6} \text{ Volt}$$
$$< 2,5 \text{ bis } 3,5 \text{ Volt} \quad \ldots \ldots \quad (54)$$

sein; denn stellt man die Bürsten so ein, dass die Potentialkurve unter denselben bei Halblast horizontal verläuft, so wird sich bei Leerlauf und Volllast eine Spannungsdifferenz $\Delta p \backsimeq \Delta e$ zwischen den Bürstenspitzen ergeben.

Es genügt aber nicht immer, dass diese Bedingung allein erfüllt ist, sondern es muss auch das Verhältnis

$$\frac{R_u T}{L_s} > 1$$

sein, damit bei Unterbrechung des Kurzschlusses kein Funken auftritt[1]). Diese Bedingung wird aber im allgemeinen erfüllt werden, wenn man 4 oder 6 Spulenseiten pro Nut wählt und wenn man nicht mehr wie 1 höchstens 2 Windungen pro Kommutatorlamelle annimmt.

Wenn Umformer pendeln, dann feuern die Bürsten. Dies ist erklärlich; denn dann verschiebt sich die Potentialkurve längs des Kommutatorumfanges hin und her. Es ist dann auch in Bezug auf die Kommutation darauf zu achten, dass die Umformer nicht pendeln oder wenigstens nur sehr kleine Schwingungen ausführen.

Die Kommutierungsverhältnisse gestalten sich bei dem Kaskadenumformer günstiger als bei dem gewöhnlichen Umformer, weil bei gleicher Periodenzahl die Gleichstrommaschine des Kaskadenumformers weniger Pole und somit eine viel grössere Polteilung am Kommutator bei derselben Umfangsgeschwindigkeit erhält. Die Spannungsdifferenz zwischen zwei benachbarten Kommutatorsegmenten kann aus dem Grunde bei dem Kaskadenumformer bedeutend kleiner gehalten werden als bei dem gewöhnlichen Umformer, was von grosser Bedeutung für die Kommutation ist.

XIV. Bestimmung des Wirkungsgrades.

Die experimentelle Bestimmung des Wirkungsgrades kann durch Messung der zugeführten und der abgegebenen Leistung oder durch Messung der Leerlaufverluste und rechnerische Bestimmung der Strom-

---

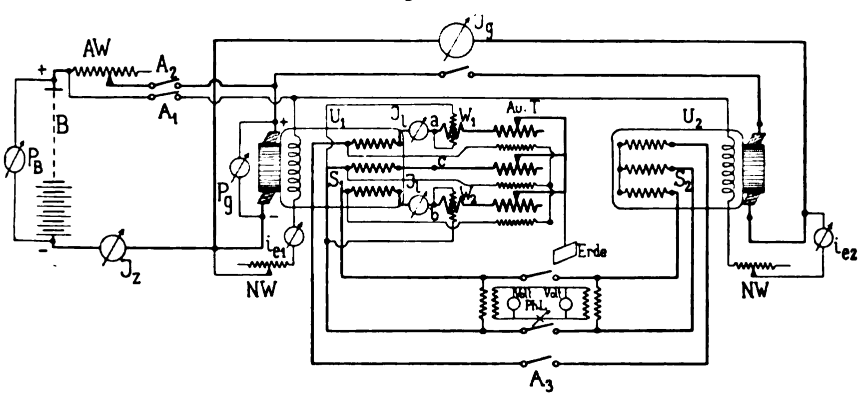
[1]) Siehe E. Arnold, Die Gleichstrommaschine Bd. I, S. 308.

wärmeverluste im Ankerkupfer erfolgen. Die erste Methode liefert jedoch ungenaue Resultate, weil jeder Fehler in der Messung den ermittelten Wirkungsgrad direkt beeinflusst und nach der zweiten Methode ist eine direkte Messung der Stromwärmeverluste im Anker nicht möglich.

Die einzige Methode, der diese Fehler nicht anhaften, ist die nachfolgend beschriebene Zurückarbeitungsmethode, welche anwendbar ist, wenn zwei Umformer von gleicher Leistung und gleichen Spannungsverhältnissen zur Verfügung stehen.

Die beiden Umformer U_1 und U_2 werden nach dem Schema Fig. 34 mit einer Batterie B oder einer anderen Stromquelle von konstanter Spannung parallel geschaltet. S_1 und S_2 bezeichnen die Hochspannungsstatorwicklungen. Eine dieser Wicklungen wird am Stern-

Fig. 34.



punkte geöffnet und ein Autotransformator AuT, sowie Wattmeter und Ampèremeter werden eingeschaltet. Der Sternpunkt der beweglichen Kontakte des Autotransformators ist an Erde gelegt, so dass die Apparate keine Hochspannung erhalten können.

Soll das Aggregat in Betrieb gesetzt werden, so wird zuerst mit dem Hebel A_1 die Erregung eingeschaltet, dann A_2 eingelegt und beide Maschinen angelassen. Nachdem die Maschinen auf gleiche Spannung gebracht und synchronisiert sind, kann der Schalter A_3 geschlossen werden, wodurch beide Umformer auch auf der Wechselstromseite verbunden werden.

Denkt man sich zunächst den Autotransformator aus dem Stromkreis entfernt, so wird bei einer bestimmten Einstellung der Erregung die Gleichstromquelle B eine den Leerlauf- und Erregerverlusten beider Umformer entsprechende Energie liefern und die Ampèremeter J_l

werden, vorausgesetzt, dass beide Umformer gleich sind und gleiche Kurvenform der E.M.K. haben, keinen Strom anzeigen.

Nun schaltet man den Autotransformator ein und reguliert die hinzugefügte Spannung so ein, dass in den Statorwicklungen der normale Strom J_l und zwischen den Kommutatoren der normale Strom J_g fliesst.

Beide Umformer sind nun voll belastet, U_1, dessen Wechselspannung vom Autotransformator erhöht wird, arbeitet als Wechselstrom-Gleichstromumformer und U_2 als Gleichstrom-Wechselstromumformer, wir erhalten somit einen zwischen U_1 und U_2 zirkulierenden Energiestrom, dem ein äusserer Energiestrom zugefügt wird, um die Verluste zu decken.

Die gesamte Leistung, welche vom Umformer U_1 geliefert wird, kann an den Wattmetern W_1 und W_2 abgelesen werden.

Von der Gleichstromquelle B wird eine Leistung $P_g \,.\, J_z$ entnommen. Bezeichnet W_{vT} die Eigenverluste des Autotransformators, so sind die Gesamtverluste beider Umformer

$$= P_g \, J_z - W_{vT}.$$

Da beide Umformer einander gleich sind, dürfen wir voraussetzen, dass der Verlust jedes Umformers

$$= \frac{1}{2} \left(P_g \,.\, J_z - W_{vT}\right)$$

ist.

Dem Umformer U_2 wird die Leistung $P_g J_g$ zugeführt und er gibt die Leistung

$$P_g J_g - \frac{1}{2} \left(P_g \,.\, J_z - W_{vT}\right)$$

an U_1 ab. Der Umformer U_1 nimmt die Leistung

$$P_g \,.\, J_g + \frac{1}{2} \left(P_g \,.\, J_z - W_{vT}\right)$$

auf.

Der Gesamtwirkungsgrad beider Umformer ist

$$\eta_t = \eta_1 \,.\, \eta_2,$$

setzen wir $\eta_1 = \eta_2 = \eta$, so wird somit der Wirkungsgrad eines Umformers

$$\eta = \sqrt{\frac{P_g \,.\, J_g - \frac{1}{2} \left(P_g \,.\, J_z - W_{vT}\right)}{P_g \,.\, J_g + \frac{1}{2} \left(P_g \,.\, J_z - W_{vT}\right)}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (55)$$

Der Verlust W_{vT} kann durch eine besondere Wattmessung für die betreffende Stellung der Kontakte gefunden werden. Es kann aber auch eine annähernde Schätzung der Eisenverluste ausreichen.

Da W_{vT} verhältnismässig klein ist, wird annähernd

$$\eta = \sqrt{\frac{J_g - \frac{1}{2} J_z}{J_g + \frac{1}{2} J_z}} \quad \ldots \ldots \quad (56)$$

Die Prüfung der Umformer nach der beschriebenen Methode kann auch ohne Autotransformatoren ausgeführt werden, indem man sie verschieden erregt. Die Reaktanz der Umformer ist so gross, dass der wattlose Strom, der sich bei verschiedener Erregung einstellt, nicht beträchtlich ist, so dass auch in diesem Falle die Wirkungsgrade beider Umformer noch annähernd einander gleich sind.

Die angegebene Prüfungsmethode gestattet eine direkte Messung der Kupferverluste; zu dem Zwecke legt man die Spannungsspulen der Wattmeter W_1 und W_2 zwischen die Klemmen des Autotransformators, d. h. zwischen a c und b c. Die Wattmeterablesungen abzüglich der Eigenverluste des Transformators ergeben dann die Kupferverluste. — Diese Verluste lassen sich auch aus der bei Leerlauf und Belastung zugeführten Leistung $J_z P_g$ berechnen, wenn man die zwischen Leerlauf und Belastung eventuell vorgenommene Aenderung der Erregerverluste eines Umformers berücksichtigt.

Für die Durchführung von Dauerversuchen bietet die Zurückarbeitungsmethode ein sehr einfaches Hilfsmittel, um mit geringem Energieaufwand auszukommen.

XV. Versuchsergebnisse eines Umformers.

Ausser den im elektrotechnischen Institut der grossherzoglich technischen Hochschule in Karlsruhe durchgeführten Versuchen an zwei kleinen Kaskadenumformern sind von der Elektrizitäts-Aktien-Gesellschaft vorm. W. Lahmeyer & Co. Frankfurt-Main eingehende Versuche mit einem grösseren Kaskadenumformer vorgenommen worden. Die Versuche, welche uns von der obigen Firma freundlichst zur Verfügung gestellt worden sind, sollen hier kurz zusammengestellt werden.

Die Versuche wurden mit einem normalen Dreiphasenmotor: 60 P.S., 10 Pole, 600 Touren bei 50 Perioden, 220 Volt und mit einer normalen Gleichstrommaschine

55 Kw. bei 550 Touren 4 Pole

ausgeführt. Die beiden Maschinen waren miteinander elastisch gekuppelt. Die synchrone Tourenzahl war somit

$$n = \frac{60\,c}{p_a + p_g} = \frac{60\,.\,50}{5+2} = 428 \text{ Touren pro Minute.}$$

Die Gleichstrommaschine war bei allen Versuchen fremderregt.

Beim Betrieb des Aggregates mit 220 Volt Primärspannung als Umformer wurden die V-Kurven (Fig. 35 u. 36) und die Belastungscharakteristiken (Fig. 37) bei 0, 200, 300 und 480 Amp. Gleichstrom aufgenommen. Ferner wurden die äusseren Charakteristiken I und II,

Fig. 35.

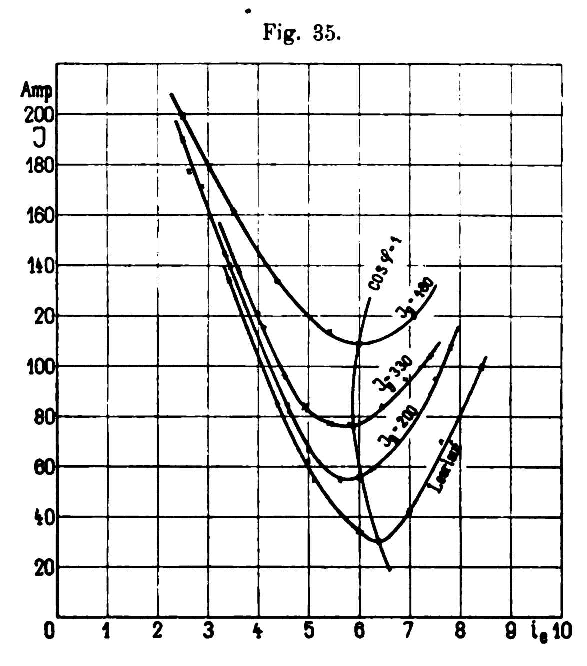


Fig. 38, sowohl bei 220 wie bei 300 Volt Primärspannung aufgenommen. Zu den Versuchen macht die El.-Akt.-G. vorm. W. Lahmeyer & Co. Frankfurt-Main die folgenden Bemerkungen:

„V-Kurven. Dieselben zeigen gegenüber den V-Kurven des gewöhnlichen Synchronmotors keinen Unterschied, um primär $\cos\varphi = 1$ zu erhalten (d. h. den Magnetisierungsstrom aus dem Umformer zu entnehmen), ist von Leerlauf bis Belastung nur minimale Nachregulierung nötig. Der Magnetisierungsstrom beträgt etwa 50 Amp., der primäre Leerlaufwattstrom etwa 30 Amp. (Fig. 35).

Spannungen des Umformers. In Bezug auf die Gleichstrom-Klemmenspannung des Umformers unterscheidet sich das Aggregat

Fig. 36.

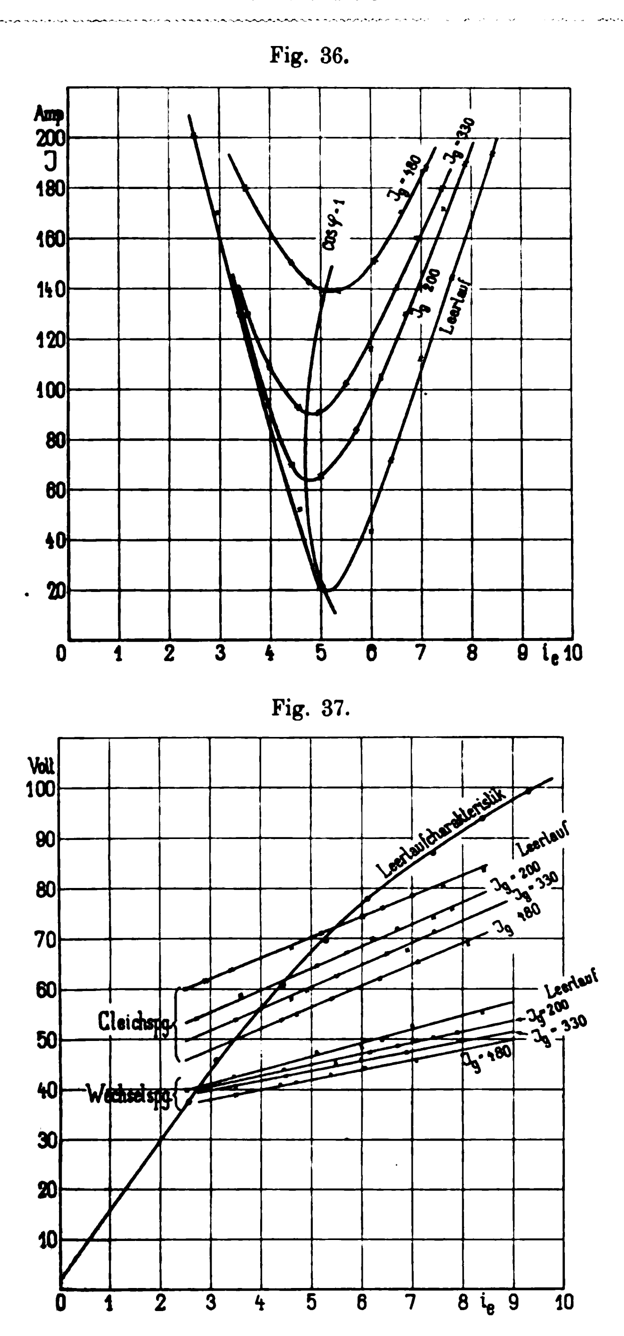


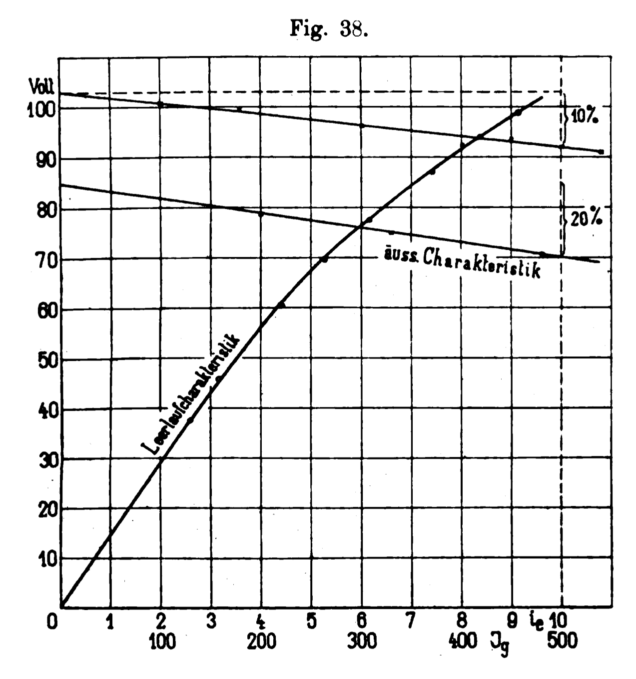
Fig. 37.

wesentlich vom gewöhnlichen Umformer; die Fig. 37 u. 38 zeigen, dass mit der Erregung des Umformers die Spannung in starkem Masse

variiert werden kann. Von Leerlauf bis Belastung ergibt sich ein Spannungsabfall (äussere Charakteristiken Fig. 38), dem der Konstrukteur leicht die gewünschte Grösse geben kann, dieser Umstand fällt bei dem Parallelbetrieb und bei Betrieb mit Pufferbatterien wesentlich ins Gewicht.

Der Spannungsabfall von 0 bis 500 Amp. beträgt an Kurve I, Fig. 38, etwa 20 %. Diese hohe Zahl ist der geringen Sättigung der Gleichstromseite zuzuschreiben, was wiederum aus Kurve II ersichtlich

Fig. 38.



ist. An Kurve II (Betrieb mit höherer Spannung) beträgt der Spannungsabfall von 0 bis 500 Amp. 10 %.

Das Arbeiten des Aggregates in Bezug auf Pendeln und Funken gibt keinen Anlass zu Bemerkungen. Ueberlastungen von bedeutender Grösse konnten leider nicht gemacht werden. Bei normaler Last konnte ohne Störung an- und abgeschaltet werden, ebenso hatten plötzliche Erregungsänderungen in weiten Grenzen keinen Einfluss.

Ausschalten der Erregung erzeugt Uebergang auf asynchronen Lauf, unter heftigem Stromstoss."

Mehrere Kaskadenumformer von 500 und 250 KW.-Leistung sind seit dem 1. Juni d. J. in den Werkstätten von Bruce Peebles & Co. Edinburg im Bau. Ihre Gesamtleistung beträgt 6000 KW.

Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie.

II.

Von

Ingenieur **Adolf Prasch,**

k. k. Regierungsrat und Eisenbahnoberinspektor a. D.

Mit 92 Abbildungen.

A. Einleitung.

Seit Marconis ersten klassischen Versuchen, welche den Nachweis erbrachten, dass sich elektrische Wellen (also elektrische Strahlungsenergie) im Raume fortpflanzen und an entfernter Stelle durch empfindliche Instrumente zur Nutzwirkung herangezogen werden können, also von Anbeginn der drahtlosen Telegraphie bis zur heutigen Entwickelung, hat sich ein bedeutender Umschwung vollzogen und sind die Ergebnisse der Forschungen, somit auch die erzielten Fortschritte ganz bedeutende.

Wenn auch Hertz die Entstehung elektrischer Wellen und deren Fortpflanzung im Raume experimentell nachzuweisen vermochte und auch in unzweifelhafter Weise festgestellt hat, dass die elektrischen Wellen genau denselben Gesetzen unterworfen sind, wie die Licht- und Wärmestrahlen, so war doch noch die Ursache mancher Erscheinung, wie solche bei der Marconischen Wellentelegraphie zu Tage traten, noch in Dunkel gehüllt und bedurfte es des intensiven Zusammenarbeitens einer grossen Anzahl erleuchteter Männer, um hier Aufklärung zu schaffen.

Die durch diese Untersuchungen geschaffene Erkenntnis der gesetzmässigen Ursachen gab nun wieder eine grosse Zahl von Handhaben, um eine Verbesserung der Einrichtungen durchzuführen und sie auf den Höhepunkt der heutigen Entwickelung zu bringen. Doch ist man dermalen noch lange nicht an dem erstrebten Endziele angelangt, da neue Forschungen stets neue Erkenntnisse bringen, deren praktische Verwertung stets wieder eine weitere Verbesserung bedeutet.

Manche Erscheinungen sind aber überhaupt noch nicht vollkommen geklärt und gibt der Widerstreit der Ansichten über die Form und die Art und Weise der Fortpflanzung der elektrischen Wellen, dessen in nachfolgenden Erläuterungen ebenfalls kurz gedacht werden soll, den besten Beleg dafür. Hier fehlt wenigstens dermalen noch die Möglichkeit des direkten experimentellen Beweises und ist man gezwungen, die gemachten Wahrnehmungen durch die Hypothese zu erklären, die jedoch je nach dem Ausgangspunkte eine verschiedenartige Deutung zulässt.

Es ist nun auch erklärlich, dass die von den einzelnen Erfindern eingeschlagenen Wege sehr verschiedene sind und das rege Interesse, welches dem Gegenstande nicht nur seitens der Gelehrten, sondern auch der im praktischen Leben stehenden Erfinder entgegengebracht wird, in kurzen Zeitabständen eine grosse Anzahl von Neuerungen und Verbesserungen erstehen liess.

Wenn nun auch, wie dies leicht erklärlich, nicht alles Geschaffene festen Boden gewinnen konnte, erscheint es dennoch wünschenswert, auf alle diese Neuerungen in eingehenderer Weise hinzudeuten, da sich bei der kurzen Zeit, welche seit Bekanntwerden verflossen ist, noch nicht mit Bestimmtheit entscheiden lässt, inwieweit sich dieselben praktisch bewähren werden. Andererseits wird dem Interessenten ein Anhaltspunkt gegeben, zu beurteilen, ob nicht irgend eine Idee schon vorher von anderen gefasst und praktisch zu verwerten gesucht wurde.

Verfolgt man nun in grossen Zügen die Wege, welche zur fortwährenden Verbesserung betreten wurden, so findet man als die erste bedeutsame Etappe seit Marconi die Einführung des geschlossenen Schwingungskreises. Bei dem von Marconi ursprünglich verwerteten offenen Schwingungskreise klangen die Schwingungen zu schnell aus, um eine nachhaltige Wirkung erzielen und gleichzeitig das Resonanzprinzip verwerten zu können. Es war sonach stets nur der erste Impuls wirksam, wobei es bei dem verwendeten Wellenanzeiger, dem Feilspänefritter, ganz gleichgültig blieb, welche Länge die entsendete Welle hatte. An eine gegenseitige Abstimmung zwischen der Sende- und Empfangsstation in dem Sinne, dass der Wellenanzeiger nur auf Wellen bestimmter Länge oder Periode anspricht und der Sender nur solche Wellen in den Raum entsendet, war bei dieser Einrichtung nicht zu denken.

Erst durch Einführung des geschlossenen Schwingungskreises durch Prof. Dr. Ferdinand Braun wurde, wenn es auch Prof. Slaby vorher gelungen war, auf anderem Wege annähernd das gleiche Ziel

zu erreichen, die Möglichkeit einer gegenseitigen Abstimmung gegeben. Der geschlossene Schwingungskreis, dessen Schwingungen nahezu ungedämpft sind, welcher also keine Energie in den Raum ausstrahlt, wäre für sich allein wirkungslos, aber mit einem offenen Schwingungskreise gekoppelt vermag er den angestrebten Zwecken voll zu entsprechen. Der geschlossene Schwingungskreis stellt hier ein Energiereservoir von grosser Kapazität dar, welches dem offenen oder die Energie ausstrahlenden Kreise stets die erforderliche Energiemenge nachliefert, so dass dieses, wenn auch in beschränktem Sinne, eine ununterbrochene Reihe wenig abklingender Wellen in den Raum zu entsenden vermag. Hierdurch ist die Lösung einer Resonanz des Empfängers angebahnt, indem der Empfangskreis durch die ununterbrochene Reihe schwacher Einzelimpulse zum Mitschwingen angeregt wird, wobei die Schwingungsamplitude endlich jene Grösse erreicht, welche den Wellenanzeiger zum Ansprechen bringt.

Die grossen Vorteile des geschlossenen Schwingungskreises haben nun auch dazu geführt, dass er, in mehr oder minder geänderter Anordnung, nunmehr fast bei all den verschiedenen Systemen der drahtlosen Telegraphie Anwendung findet. Mit Anwendung des geschlossenen Schwingungskreises ist aber eine absolute Abstimmung noch nicht zu erreichen. Wie aus den Erscheinungen der Resonanz in der Akustik bekannt, kann ein schwingungsfähiger Körper auch durch Schwingungen, welche nicht der Eigenschwingungsperiode entsprechen, zum Mitschwingen angeregt werden. Solche als forcierte Schwingungen bezeichnete Schwingungen bedürfen jedoch zu ihrer Entstehung eines viel kräftigeren Anstosses, als jene reinen Resonanzschwingungen, welche dann entstehen, wenn die mitgeteilten Schwingungen der natürlichen Schwingungsperiode des schwingfähigen Körpers entsprechen. So wird eine kräftig angeschlagene Stimmgabel, auf eine Platte von anderer natürlicher Schwingungsperiode gestellt, diese Platte zum Mitschwingen anregen und sich hierdurch auch der Ton verstärken. Die erzielte Wirkung ist aber bei weitem nicht so kräftig, als wenn diese Schwingungsperiode mit jener der Stimmgabel übereinstimmt. Es wird demnach eine schwach angeschlagene Stimmgabel, deren Schwingungen der natürlichen Schwingungsperiode der Platte entsprechen, noch immer kräftige Resonanzwirkungen hervorrufen, während diese Wirkung auf eine nicht übereinstimmende Platte eine minimale, kaum merkbare sein wird. In gleicher Weise werden schwache, aber dauernde elektrische Impulse von bestimmter Periode in einem auf diese Periode abgestimmten Schwingungskreise kräftige Resonanz hervorrufen, also

denselben zu kräftigen elektrischen Schwingungen anregen, wogegen viel kräftigere Impulse anderer Periode wirkungslos verbleiben. Grundbedingung für die Erzielung kräftiger Resonanz ist daher die Entsendung ununterbrochener nicht gedämpfter Wellenzüge von bestimmter gleichbleibender Periode.

In einem Schwingungskreis mit erregender Funkenstrecke werden aber nicht reine Wellen einer bestimmten Periode erzeugt, sondern es mengen sich den Grundschwingungen stets harmonische Schwingungen bei, die zwar nicht so kräftig auftreten, aber dennoch Resonanz hervorrufen können. Hierdurch wird nun wieder die Möglichkeit von Störungen im Empfangskreise gegeben, indem von anderer Seite einlangende harmonische Wellen den Empfangskreis gleichfalls zur Anregung bringen können. Um dies zu vermeiden, muss eben getrachtet werden, nur eine bestimmte Gattung von Wellen in den Raum zu entsenden und den Empfänger so scharf abzustimmen, dass er nur auf die bestimmte Wellenlänge anspricht. Damit diese Wellen aber wirksam sind, müssen sie in möglichst ununterbrochener Reihenfolge auf den Empfänger einwirken. Es genügt dann schon eine sehr geringe Intensität der Wellen, um kräftige Resonanzwirkung zu erzeugen und so den Wellenanzeiger zur Wirkung zu veranlassen.

Solche kontinuierliche Wellenzüge können aber mittelst einer Luftfunkenstrecke nicht erzeugt werden, da die durch eine einzige Entladung erregten Wellen viel schneller abklingen, als die Ladung der Kapazität Zeit erfordert, um wieder einen neuen Funken zur Auslösung zu bringen. Es entstehen daher hier nur kurze Wellenzüge, die von grösseren Pausen unterbrochen sind. Wiewohl nun durch reine Abstimmung diesbezüglich bereits bedeutende Erfolge erzielt wurden, so kann die Resonanzwirkung hierdurch nicht so kräftig zum Ausdrucke gelangen, als wenn die Wellen ununterbrochen einwirken würden.

Die Hauptbestrebungen mussten nun dahin gerichtet werden, diese beiden dem geschlossenen Schwingungskreise noch anhaftenden Mängel zu beseitigen.

Die Erzeugung von Wellen bestimmter Periode scheint nunmehr, wie die Ergebnisse der Versuche von Fessenden und Stone zeigen, keine Schwierigkeiten mehr zu bieten. Hingegen ist die Entsendung einer ununterbrochenen Wellenreihe gleicher Periode noch nicht als vollständig gelöst anzusehen, doch scheinen die Versuche von Simon und Reich, deren später ebenfalls eingehender gedacht wird, vieles für die Zukunft zu versprechen.

Hand in Hand mit den Bestrebungen zur Erzielung einer abgestimmten Wellentelegraphie gingen auch die Bestrebungen, Vorrichtungen zu schaffen, um die Länge oder Frequenz der von einem Systeme entsendeten Wellen genau zu messen, da eine Abstimmung des Empfängers auf einen bestimmten Sender nur dann rasch und sicher durchführbar ist, wenn diese Daten genau bekannt sind. Auch in dieser Beziehung waren die Bemühungen von Erfolg gekrönt und wurde eine Reihe von Instrumenten gebaut, welche eine rasche und für die Praxis hinreichend genaue Bestimmung dieser Grössen gestatten.

Als Zweck der abgestimmten Wellentelegraphie ist hauptsächlich anzusehen, mit einem relativ geringeren Energieaufwande einen grösseren Nutzeffekt zu erzielen und unbeabsichtigte Störungen einer im Gange befindlichen Nachrichtenvermittelung thunlichst auszuschliessen. Eine Geheimhaltung der Nachrichten, sowie die Verhinderung einer beabsichtigten Störung ist bei Einrichtungen, welche nur eine Wellenlänge entsenden und hierbei nicht mit Vorrichtungen vereinigt sind, die die Entsendung der Wellen nach genau bestimmten Intervallen regeln, überhaupt nicht zu erreichen, indem es heute ein leichtes ist, durch eine Art Sucher die von einer bestimmten Station einlangenden Wellen in Bezug auf ihre Frequenz zu bestimmen und so den eigenen Empfangsapparat auf diese Frequenz einzustellen. Ist aber einmal diese Frequenz bekannt, so bietet es auch keine weiteren Schwierigkeiten, den eigenen Sender so zu regulieren, dass er Wellen gleicher Länge entsendet. Diese Wellen, zu gleicher Zeit wie vom eigentlichen Sender ausgestrahlt, müssen, da sie auf den Empfänger ebenfalls einwirken, den Empfang einer Nachricht geradezu unmöglich machen.

Um nun eine Geheimhaltung zu erreichen, wurden bisher drei verschiedene Wege eingeschlagen. Die erste Idee rührt von Anders Bull her, welcher auf mechanischem Wege die Zeitintervalle zwischen den zu einem Zeichen gehörigen Wellenzügen genau regelt und den Empfänger gleichfalls auf mechanischem Wege so einrichtet, dass er nur auf diese Wellengruppen anspricht und dieselben als Punkt auf dem Empfangsapparate niederlegt.

Die zweite Idee, welche Nicola Tesla als Urheber hat, beruht auf der in ganz bestimmten, sehr kurzen Zwischenzeiten erfolgenden Entsendung von Wellen verschiedener, aber ganz bestimmter Länge und der Einrichtung der Empfangsstelle in der Weise, dass selbe nur dann Zeichen niederlegt, wenn alle diese Wellen auf die Empfangsdrähte in den bestimmten kurzen Zeitabständen einwirken. Durch diese Einrichtung, die sich als eine Kombination mehrerer gemeinsam

wirkender Sendestationen auf mehrere mechanisch oder elektromechanisch verbundene Empfangsstationen darstellt, ist zwar die Störungsmöglichkeit wesentlich herabgedrückt, die Geheimhaltung der Nachrichten hingegen in keiner Weise gesichert.

Die allerdings mehr Erfolg versprechende, hier später zur Vorführung gelangende Einrichtung von Fessenden ist nichts weiteres, als eine Kombination der beiden vorbeschriebenen Methoden.

Die dritte zur Anwendung gelangende, bezw. versuchte Methode zur Geheimhaltung der Nachrichten besteht darin, dass die elektrischen Wellen bezw. Strahlen nur in eine bestimmte Richtung gelenkt werden und sohin nur die in der Strahlenrichtung gelegene Empfangsstation die Nachrichten aufzunehmen vermag. Dieser Art der Wellentelegraphie, welche man als die „gerichtete" bezeichnen darf, scheint eine grosse Zukunft zu blühen, wiewohl selbe für den Seeverkehr nicht allein, sondern nur in Verbindung mit Einrichtungen, welche die Wellen nach allen Richtungen entsenden, angewendet werden kann. Dann aber bietet sie insbesondere für die gegenseitige Orientierung hochzuschätzende Vorzüge.

Dass die Verbesserung der einzelnen Teile der Gesamteinrichtung nicht ausser acht gelassen wurde, ist selbstredend, doch gelangte hierüber nur wenig in die Oeffentlichkeit, was ja begreiflich ist, da die einzelnen im Konkurrenzkampf stehenden Gesellschaften das nach langen Untersuchungen und Versuchen mühsam Geschaffene der Allgemeinheit preiszugeben sicher nicht geneigt sein werden, umsomehr als die Konkurrenz hierdurch neue Anregung erhält und versuchen wird, ohne in die Patentrechte einzugreifen, sich das Geschaffene auf anderem Wege nutzbar zu machen.

Nichtsdestoweniger sind insbesondere in Bezug auf die Ausgestaltung der Wellenanzeiger ganz erhebliche Fortschritte zu verzeichnen und ist es in verschiedener Weise gelungen, diese Instrumente nicht nur vielfach empfindlicher zu machen, sondern auch von den Unsicherheiten, welchen namentlich die Feilspänefritter unterliegen, zu befreien und auch, ohne dass selbe irgend einer äusseren Einflussnahme unterworfen werden, in steter Aufnahmebereitschaft zu erhalten.

In den nachfolgenden Erörterungen sollen nun alle jene Neuerungen auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie, welche seit Erscheinen des Sonderabdruckes aus Sammlung elektrotechnischer Vorträge Band V „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie" bekannt geworden sind, vorgeführt werden, um so den Leser dieser Vorträge in Ergänzung des vorstehend erwähnten, sowie des

Bandes II „Die drahtlose Telegraphie“, beide von dem gleichen Verfasser, eine möglichst abgeschlossene Uebersicht über das bereits Geschaffene zu liefern.

Auf Originalität erhebt diese Zusammenstellung durchaus keinen Anspruch, da sich selbe doch nur als ein Auszug aus den in den verschiedenen Zeitschriften enthaltenen Originalmitteilungen darstellt. Der Wert liegt hauptsächlich darin, dass der Interessent der mühsamen Arbeit des Zusammensuchens und Zusammenstellens dieser Arbeiten enthoben wird und sich sonach rascher zu orientieren vermag, als dies auf dem angedeuteten Wege zu erreichen wäre. Durch den Umstand, dass sich die einzelnen Bände gegenseitig ergänzen, wird der Leser fortwährend auf dem Laufenden erhalten und wurde, um den Zusammenhang festzustellen, auch jeweilig bei den Besprechungen, vielfach auf das bereits vorher Gebrachte verwiesen.

Da mancher der Leser den Wunsch hegen dürfte, sich über den einen oder anderen Gegenstand eingehender zu informieren, wurde hier auch mit dem bisherigen Gebrauche gebrochen, die einzelnen Neuerungen bloss vorzuführen, ohne die Quelle, aus welcher geschöpft wurde, zu nennen, und wird demnach in einer Anmerkung immer darauf hingewiesen werden, wo die Originalarbeit zu finden ist.

Um eine gewisse Einteilung festzuhalten, erscheinen die Arbeiten, welche vorläufig nur mehr oder minder theoretisches Interesse haben, zu Beginne vorgeführt, diesen folgen dann die verschiedenen Methoden der Wellenmessung, um sodann erst auf das Gebiet der praktischen Neuerungen überzugehen, wobei die Wellenanzeiger gesondert behandelt werden. Diesen folgen sodann die verschiedenen Neuerungen zur Erreichung einer abgestimmten, wahlweisen und gerichteten Telegraphie. Der drahtlosen Telephonie konnte nur kurz gedacht werden, da diesfalls wenig Neues zu verzeichnen war, und schliessen sich diese Mitteilungen unmittelbar an die Telegraphie an. Erst zum Schlusse soll einiger praktischen Erfahrungen auf diesem Gebiete gedacht werden, welchen sich das Schlusswort anreihen wird.

B. Prof. Blondels Erklärung über die Entstehung und Fortpflanzung elektrischer Wellen[1]).

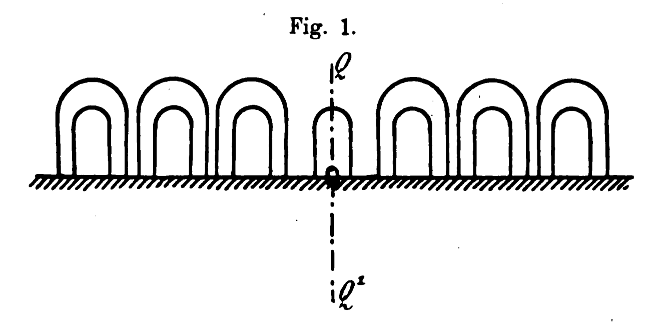
Die Darstellung elektrischer Wellen, wie solche von Taylor gegeben wird, nach welcher diese Wellen, wie dies Fig. 1 zeigt, als halbe Ellipsen von konstanter Höhe längs der Erdoberfläche wandern

[1]) Elektral World H. 1. 1904.

und nur im Durchmesser zunehmen, wird von Prof. Blondel als irreführend erklärt. Diese Darstellung kann nur von einer unvollständigen Auslegung der theoretischen Ergebnisse der Hertzschen Untersuchungen, auf welche die Schlüsse aufgebaut wurden, herrühren. Es lässt sich im Gegensatze zu diesen Auslegungen in einfacher Weise zeigen, dass die Darstellung des Feldes in der nächsten Umgebung des Luftdrahtes, welche mit den Ergebnissen der Hertzschen Forschungen übereinstimmt, sich in vollkommenem Einklange mit der Erzeugung weit wandernder sphärischer Wellen befindet.

Blondel nimmt hierbei an, dass ein geerdeter Luftdraht einem Hertzschen Oscillator AA′ (Fig. 2) von der doppelten Länge des Luft-

Fig. 1.



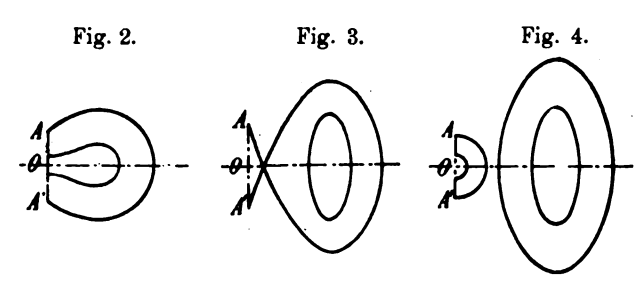
drahtes gleichwertig ist. Der Luftdraht OA ist demnach um die gleiche Länge OA′ verlängert zu denken, und bildet diese Verlängerung das elektrostatische Spiegelbild des Drahtes in Bezug auf die Oberfläche der Erde. Das Feld in der Umgebung des geradlinigen Oscillators AA′ (Fig. 2) ist dem durch die Hertzschen Untersuchungen festgestellten Felde eines kleinen geradlinigen Oscillators vollkommen analog.

Dieses Feld bildet sich aus einer Serie von Schleifen oder Schlingen, welche anfänglich in sich geschlossen sind, sich dann auflösen und dann senkrecht zu dem Drahte vorschreiten und sich hierbei immer weiter ausdehnen. Die Einstellung eines endlichen geradlinigen Erregers für den kleinen Oscillator ändert an der Erscheinung qualitativ nichts und erhält man daher ebenfalls Schleifen, welche das Kraftfeld darstellende Störungskreise bilden.

Die Art und Weise wie sich die Schleifen loslösen, kann, wie Fleming gezeigt hat, aus den von Hertz gegebenen Figuren abgeleitet werden. Um dies zu erklären, dienen die Fig. 2, 3 und 4. Die positiven und negativen Ladungen oder Elektronen, um sich der neuesten Terminologie zu bedienen, schreiten im umgekehrten Sinne

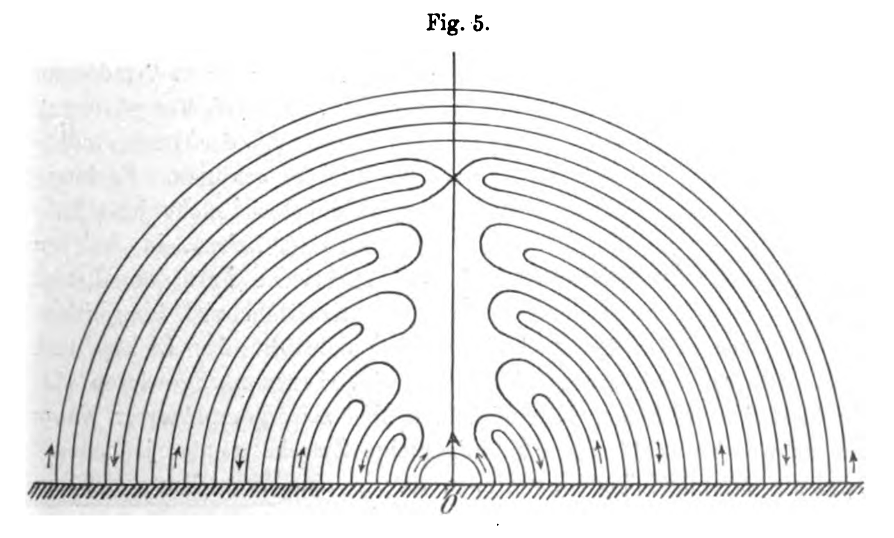
gegen die entgegengesetzten Enden des Erregers, bleiben jedoch durch Kraftlinien ebenso verbunden, wie in dem Falle, wenn eine gewisse Elektrizitätsmenge oder Masse in ihre Elektronen zerlegt wird. Während des ersten Teiles dieser Bewegung bilden die elektrischen Kraftlinien Schleifen von ansteigenden Dimensionen. Späterhin unterliegt

Fig. 2. Fig. 3. Fig. 4.



die aufwärtsstrebende Fortpflanzung der Elektronen einer Reflexion an den Enden der Drähte, so dass sie sich in entgegengesetzter Richtung bewegen, wodurch sich die Schleifenenden einander nach und nach, wie das aus Fig. 2 zu ersehen, nähern. In der weiteren Folge überspringen die Elektronen, der Trägheitswirkung gehorchend, den Gleichgewichtspunkt O, die Kraftlinien kreuzen sich (Fig. 3) und

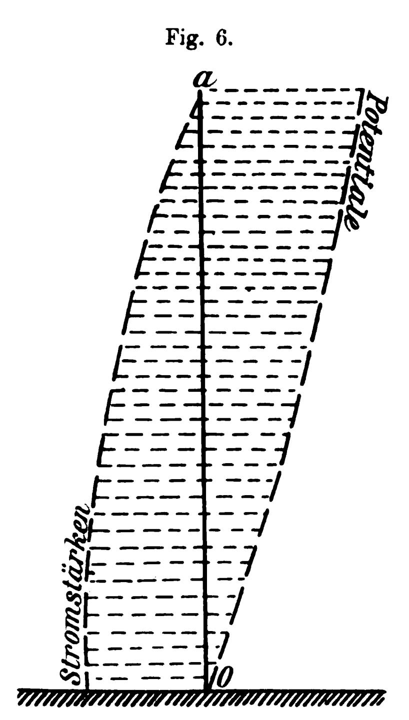
Fig. 5.



lösen sich endlich vom Drahte vollkommen, als in sich geschlossene Schleifen ab (Fig. 3 und 4). Diese losgelösten Schleifen wandern nun als freie Wellen in den Raum. Die Gegenwart der Erde gestattet aber bloss die Aufrechterhaltung der oberen Hälfte dieser Schleifen.

Es darf jedoch nicht angenommen werden, dass diese Schleifen durch einfache Bewegungsübertragung fortschreiten und dabei ihre Form beibehalten, wie dies durch Fig. 1 zum Ausdrucke gebracht ist, da ja die Kraftlinien das Bestreben haben, sich nach allen Richtungen hin auszubreiten. Es wachsen demnach diese Schleifen während der Zeit, in welcher sie sich längs der Erde fortpflanzen, ununterbrochen in die Höhe. Die Erde ist hier praktisch als eine leitende Oberfläche zu betrachten. Zu gleicher Zeit krümmen sich die Kraftlinien gegen die vertikale Achse des Luftdrahtes. Die Fortpflanzung der elektrischen Kraftlinien sollte daher, wie dies Fig. 5 annähernd zeigt, dargestellt werden. Die kreis- bezw. halbkreisförmige Form der Kraftlinien wird in Wirklichkeit nicht so rasch erreicht werden, wie dies die Fig. 5 darstellt, welche keinerlei Ansprüche auf mathematische Exaktheit macht.

Fig. 6.



Diese Figur zeigt, wie die nach und nach sich ausbreitenden Schleifen sich mit ihren Enden in der Achse vereinigen, um endlich vollkommen halbkreisförmig zu werden. Von diesem Augenblicke an wird die Fortpflanzung rein transversal mit der Geschwindigkeit des Lichtes erfolgen. So lange diese Linien jedoch nicht jene Entfernung erreicht haben, in welcher sie die sphärische Form annehmen, folgt das Kraftfeld viel komplizierteren Gesetzen. Die Geschwindigkeit ist nicht die des Lichtes und die Kraftlinien oscillieren, wie dies bereits Hertz nachgewiesen hat. Die hierbei auftretenden Erscheinungen sind sehr komplizierter Natur und schwer zu erklären. Für allgemeine Zwecke genügt jedoch die gegebene schematische Darstellung, da sie eine Vorstellung darüber zulässt, was in grosser Entfernung vor sich geht.

Um sich hierüber ein deutlicheres Bild zu schaffen, ist es jedoch vorerst nötig, eine einfache Hypothese über die in dem Luftdrahte auftretenden Oscillationen aufzustellen. Es ist hierbei zur Vereinfachung die Annahme berechtigt, dass diese Schwingungen, ähnlich wie die

Schwingungen einer oben offenen Pfeife, die an der Basis erregt wird, als Funktion der Zeit einfach sinoidal verlaufen. Thatsächlich geht aus den Untersuchungen von Slaby und anderen hervor, dass der Luftdraht, wenn er in ununterbrochene Schwingungen versetzt wird, an dem Erdungspunkte stets einen Knoten des Potentiales und einen Bauch des Stromes und umgekehrt am oberen freien Ende einen Bauch des Potentiales und einen Knoten des Stromes aufweist (Fig. 6). Vernachlässigt man in Ermangelung anderer Auskunftsmittel die an den reflektierenden Enden auftretenden Störungen, wozu man auch berechtigt ist, da nach den durchgeführten Untersuchungen weder eine Aenderung der Form der Drahtenden, noch das Hinzufügen von kleinen Kugeln, Scheiben oder verschiedener Arten von Spitzen eine Aenderung der Wellenlängen hervorruft, so kann die Stromgleichung, wenn auch die Aenderung der Kapazität und der linearen Induktion des Leiters unberücksichtigt bleibt, in der folgenden einfachen Form geschrieben werden:

$$J = J_0 \cos \frac{\pi^2}{2H} \sin \pi \frac{Vt}{2H},$$

wobei J den Strom an dem Punkte z zur Zeit t, J_0 die Amplitude von J, z die Höhe des betrachteten Punktes, H die Höhe des Luftdrahtes und V die Geschwindigkeit des Lichtes bezeichnet.

Auf Grund dieser Annahmen lässt sich eine annähernde Berechnung durchführen, welche die Verteilung der Energie in einer weit entfernten Welle erkennen lässt.

Da ein Eingehen auf diese auf Grund dieser Annahmen im Detail durchgeführten Berechnung zu weit führen würde, seien hier nur die Schlussresultate dieser Berechnung wieder gegeben. Nach denselben ist die Aenderung der Kräfte in dem Felde eine Funktion des Winkels Θ_0, d. i. jener Winkel, welchen die Richtung eines Stromelementes, und ein Vektor, welcher senkrecht zu den elektrischen und magnetischen Kräften steht, einschliesst, was durch den Ausdruck

$$\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\Theta_0\right)}{\sin\Theta_0} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

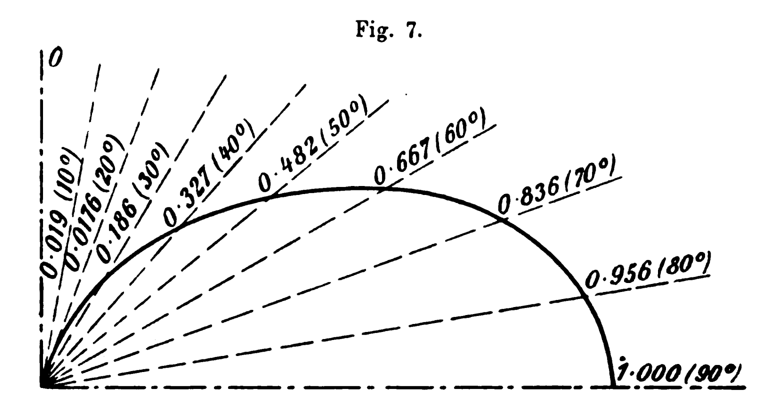
dargestellt wird.

Auf der anderen Seite wechselt die Energie senkrecht zu dem radialen Vektor von Poynting entsprechend dem Ausdrucke

$$\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\Theta_0\right)}{J_0^2 \sin^2\Theta_0} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

Es ist nun leicht zu ersehen, dass die Güte des Empfangs von der vom Empfangsdrahte aufgenommenen Energie abhängt. Für thermische oder analoge Wellenanzeiger, welche die in der Zeiteinheit aufgenommene Energie integrieren, ist dies ausser allem Zweifel, trifft aber auch für alle Wellenanzeiger der Frittertype zu, welche nur für den elektrischen Stoss bei der Ankunft eines Wellenzuges empfindlich sind. Thatsächlich wird angenommen, dass das Entstehen der Frittung nur von einer bestimmten Spannung abhängig ist. Wird jedoch ein Zusammenschmelzen der einzelnen Metallpartikelchen angenommen, so ist unbedingt auch ein gewisses minimales Quantum von Elektrizität erforderlich. Das Fritten wird sonach durch das Produkt aus Potential und Strom bestimmt. Wird zwei Luftdrähten von gleicher Höhe

Fig. 7.



die gleiche E.M.K. zugeführt, so nimmt dennoch der Luftdraht mit grösserer Oberfläche die grössere Quantität von Elektrizität auf und wirkt demnach, wie sich dies leicht experimentell nachweisen lässt, dieser Luftdraht auf den Empfänger energischer ein, als der andere Draht. Es ist demnach die von dem Empfangsdraht in Form von magnetischen und elektrischen Kraftlinien aufgenommene Energie, welche den Empfang beeinflusst. Die Empfindlichkeit kann dem Radiusvektor als proportional angesehen werden und ist der einen Teil der oben erwähnten Berechnung bildende Ausdruck hierfür

$$r = r_0 - z \cos \Theta_0 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Hieraus zieht sich auch mit aller Bestimmtheit der Schluss, dass die Wirkung der Wellen im umgekehrten Verhältnisse zum Quadrate der Entfernung, und nicht wie Taylor in seiner Theorie annimmt, im einfachen umgekehrten Verhältnisse zur Entfernung abnimmt.

Betrachtet man auf der anderen Seite die dem Faktor (2) ent-

sprechende Kurve als Funktion des Winkels Θ_0, so erhält man die relativen Werte durch die Vektoren der Fig. 7 dargestellt. Die nachstehende Tabelle zeigt diese relativen Werte als Funktion des Radius, wobei dessen horizontale Richtung als Einheit angenommen ist.

Den Werten von Θ_0 =	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
entsprechen die Werte	0	0.0019	0.0176	0.185	0.312	0.482	0.667	0.836	0.956	1.0

Man sieht, dass die Energie um so schneller abnimmt, je mehr man sich über den Horizont erhebt. Es stimmt sonach die gegebene Theorie mit den von verschiedenen Experimentatoren gemachten Beobachtungen auch in dieser Beziehung überein. Speziell Capitain Ferrié, welcher in einem Ballon mehrere Hunderte von Metern über dem Erdboden Signale aufgenommen hat, war in der Lage, den rapiden Abfall der Güte des Empfanges mit zunehmender Höhe deutlich zu beobachten. Es ist ferner ganz ausser Zweifel, dass die Verteilungskurve die gleiche Form auf alle Entfernungen beibehält, woraus sich ergibt, dass je grösser die Entfernung ist, desto geringer der Abstand des Empfängers von der Erde sein muss, um wahrnehmbare Signale zu erhalten, um so mehr, als die Energie in absoluten Werten abnimmt.

Diese Theorie, bei welcher die Erde als vollkommener Leiter angenommen wurde, ist für die Zeichenübertragung über das Meer direkt anwendbar, jedoch für den Fall der Fortpflanzung der Wellen über schlecht leitende Erde, welche in diesem Falle als ein halbdielektrischer Körper zu betrachten ist, nur annähernd richtig. Wenn sich die Wellen auf grosse Entfernungen fortpflanzen, wirkt die Erdformation zwar ein, hindert aber die andere Fortpflanzung nicht, wie aus der Fortpflanzung der Wellen entlang leitender Körper ohne weiteres hervorgeht. Die Wellen drehen sich in einer solchen Weise, dass sie der Oberfläche folgen können, wie dies durch die Experimente von Sarrazin, de la Rive, Blondlot u. a. erwiesen wurde.

Diese einfache Benutzung bekannter Eigenschaften Hertzscher Wellen genügt, um alle die beobachteten Erscheinungen in ausreichender Weise zu erklären, und ist es daher nicht nötig, wie dies von anderer Seite geschehen, diesen Wellen neue oder geheimnisvolle Eigenschaften zuzuschreiben. Auf diese Weise erscheint es, ungeachtet der sehr verschiedenen Bedingungen und ungeachtet der Schwierigkeit, die Vorgänge in der Nähe des Luftdrahtes zu analysieren, gelungen, den theoretischen Nachweis dafür zu erbringen, dass auf sehr grosse Entfernung die Fortpflanzung der Wellen jener von halbkreisförmigen

Wellen entspricht, was auch von Blondel bereits im Jahre 1898 behauptet wurde.

Da nun halbkreisförmige Wellen polarisierte Wellen sind, so können sie auch die Energie nach allen Winkelrichtungen in der gleichen Weise fortpflanzen, und haben in der horizontalen Richtung die maximale, gegen den Zenith hingegen gar keine Wirkung.

C. Die neue Methode zur Erzeugung elektrischer Wellen von Th. Simon und M. Reich [1]).

Betrachtet man die Entwickelung der drahtlosen Telegraphie vom Beginne bis zur heutigen Ausgestaltung, so lassen sich hierbei deutlich drei verschiedene Etappen unterscheiden.

Die erste bezieht sich auf die von Marconi eingeführte Anwendung des vertikalen Sendedrahtes L (Fig. 8), welcher mit der einen Funkenkugel des Radiators verbunden ist, während die zweite zur Erde abgeleitet wird. Die Entladung zwischen den Funkenkugeln f erregt, wie Slaby nachgewiesen hat, in dem Drahte eine stehende Welle in der Weise, dass der Draht $^1/_4$ Wellenlänge darstellt, zu der die Erdung gleichsam durch Spiegelung das andere zugehörige Viertel ergänzt. Es sind dies Verhältnisse, bei welchen unter sonst gleichen Umständen ein Maximum von Strahlungsenergie in der zum Drahte senkrechten Nutzungsebene in den Aether entsendet wird. Da bei dieser Anordnung die Kapazität eine sehr geringe, die Ausstrahlung eine sehr grosse ist, findet eine starke Dämpfung statt, und ist somit eine Resonanz zwischen Sender und Empfänger schwer zu erreichen.

Die zweite Etappe bildet die Anordnung von Braun, welche grosse Energiekapazität und daher schwache Dämpfung mit starker Ausstrahlung verbindet. In Fig. 9, welche diese Anordnung darstellt, ist ein geschlossener, Kapazität K und Selbstinduktion L enthaltender Schwingungskreis, mit einem vertikalen Sendedraht A, welcher eine stehende Viertelwelle aufnimmt, gekoppelt.

Je nach der mehr oder weniger innigen Koppelung erhält man nach M. Wien ein System, welches vom Sendedrahte entweder Wellen von sehr hoher, durch Resonanz gestauter Potentialamplitude bei starker Dämpfung oder Wellen kleinerer aber schwach abklingender Amplitude entsendet. Die ersteren Wellen, welche grosse Energie in den Raum tragen, sind für Ueberbrückung grosser Entfernungen unter

[1]) Physikalische Zeitschrift Nr. 13, 4. Jahrg.

Verzichtleistung auf Abstimmung geeignet, wogegen letztere grosse Resonanzfähigkeit bei geringerer Tragfähigkeit besitzen.

Die dritte Etappe wurde durch Marconis[1]) aus den Rutherfordschen Versuchen entstandenen magnetischen Wellenanzeiger eingeleitet. Dieser Wellenanzeiger[2]), welcher den Fritter zu ersetzen bestimmt war, soll mindestens die gleiche, wenn nicht grössere Empfindlichkeit haben, wie der Fritter[3]), dabei aber von jener Unzuverlässigkeit der Wirkung befreit sein, wie solche bei den Metallspänefrittern so vielfach beklagt wird. Zu diesen Wellenanzeigern gesellen sich in neuerer Zeit noch die bolometrischen und elektrolytischen Wellenanzeiger von Fessenden, De Forest, Schloemilch etc., deren grosse Empfindlichkeit gegenüber Wellenwirkungen, bei sonst grosser Wider-

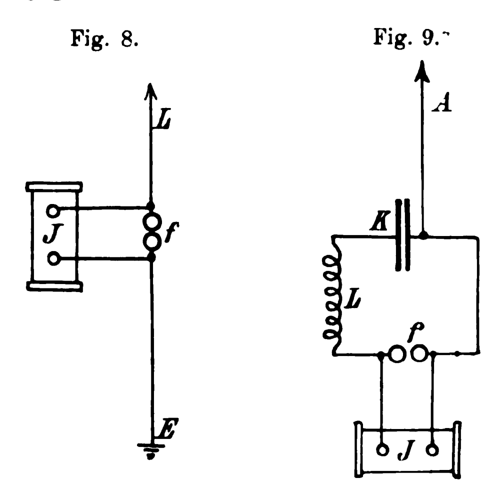


Fig. 8. Fig. 9.

standsfähigkeit, eine viel sichere Nachrichtenaufnahme gewährleisten soll, als bisher.

Trotz all der bereits erreichten Erfolge müssten sich doch ganz andere ausser Vergleich stehende Wirkungen, sowohl in Bezug auf die Weite der Uebertragung, als auch auf die Schärfe der Abstimmung bei voller Verwertung des Resonanzprinzipes erreichen lassen.

[1]) Siehe: „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie" Band V dieser Sammlung. S. 75.

[2]) Auch der magnetische Wellenanzeiger scheint sich nicht vollkommen bewährt zu haben und in der praktischen Anwendung manchen Uebelstand aufzuweisen, was sich daraus schliessen lässt, dass die Marconi-Gesellschaft in neuerer Zeit den Fritter von Solari bevorzugt.

[3]) Die Empfindlichkeit des elektromagnetischen Wellenanzeigers wird von Marconi 25 und von Fessenden 40 mal grösser gewertet, als die des Fritters.



Alle bisherigen Sender vermögen eine scharfe resonanzfähige Strahlung nicht zu liefern, weil sie doch immer von relativ langen Pausen unterbrochene Züge gedämpfter Wellen entsenden.

Der weitere Fortschritt prinzipieller Art ist nur von der Möglichkeit zu erwarten, ungedämpfte Wellen, d. h. hochfrequente Wechselströme erzeugen zu können.

Hierdurch würde nicht nur die drahtlose Telegraphie auf eine höhere Stufe der Entwickelung gebracht werden können, sondern auch die bisher noch nicht versuchte Lösung des Problemes der drahtlosen Telephonie mittels Hertzscher Wellen in im Prinzip einfacher Weise ermöglicht werden.

Seitens der Herren Simon und Reich wurde nun der Lösung des Problemes der Erzeugung solcher Schwingungen die volle Aufmerksamkeit gewidmet, und waren dieselben bestrebt, dieses Ziel zu erreichen.

In Erkenntnis der prinzipiellen Bedeutung des Duddellschen singenden Flammenbogens für die vorliegende Frage, wurden vorerst die hier sich abspielenden Vorgänge einer eingehenden Betrachtung unterzogen.

Das Duddellsche Phänomen zeigt sich wie folgt: Zweigt man von den Elektroden eines Gleichstromflammenbogens (Fig. 10) einen Stromzweig ab, welcher eine Drahtspule aus dickem Drahte (Selbstinduktion) L und einen Kondensator C enthält, so entstehen in diesem Zweige, unter ganz bestimmten Betriebsbedingungen des Flammenbogens, dauernde Wechselströme von nahezu sinusförmigem Verlaufe und der Grundperiode $T = 2\pi\sqrt{LC}$. Das Auftreten dieser Wechselströme wird an dem Tone, den sie im Lichtbogen erzeugen, erkannt.

Das Kennzeichen des Dudellschen Versuches ist die selbstthätige Umwandlung eines Gleichstromes in elektrische Schwingungen, hervorgerufen durch eine eigentümliche Eigenschaft des vom Strome durchflossenen Gases.

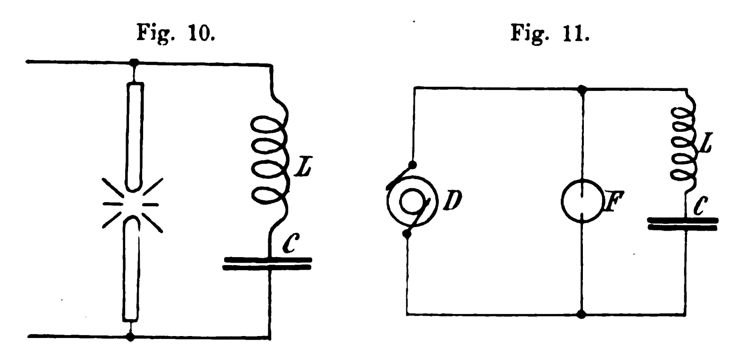
Die ganze Anordnung wirkt analog einer von einem gleichmässigen Dauerstrome angeblasenen Orgelpfeife, wobei der Flammenbogen dieselbe Wirkung hat, wie die Luftlamelle, die dauernd gegen das Labium der Pfeife strömt. Die Trägheit der in der Orgelpfeife abgeschlossenen Luftmasse entspricht hierbei der Selbstinduktion und die Elastizität dieser Luftmasse der Kapazität.

Die Schwingungszahl n in dem singenden Flammenbogen lässt sich aber nicht über 20000 in der Sekunde steigern. Trotzdem

glaubten die genannten Herren auf Grund nachfolgender Erwägungen, von diesem ausgehend zu einem Prinzipe gelangen zu können, bei welchem in Bezug auf die Frequenz eine Steigerung möglich ist:

Ein Flammenbogen besitzt seine Leitfähigkeit nur so lange, als die die Elektroden trennende Strecke durch den Strom mit Elektrodendampf erfüllt und leitend (ionisiert) gehalten wird. Ist der Flammenbogen einmal eingeleitet, so ist hierfür nur eine kleine Spannung von ca. 50 Volt erforderlich, um ihn dauernd aufrecht zu erhalten. Sobald die Spannung an den Elektroden zu wirken aufhört, stellt sich, namentlich bei Metallelektroden, ausserordentlich rasch der nichtleitende Zustand wieder her und bedarf es dann, um den Flammen-

Fig. 10. Fig. 11.



bogen von neuem einzuleiten, einer die gewöhnliche Brennspannung weit übersteigenden Spannung von vielen Tausend Volt, welche man als Funkenpotentiale bezeichnet. Diese Eigenschaft der metallischen Funkenstrecken ist es auch, welche es unmöglich macht, einen Wechselstromflammenbogen mit niedriger Wechselspannung bei kleiner Frequenz aufrecht zu erhalten.

Für die Zwecke der Untersuchung wurde (Fig. 11) eine Gleichstromquelle D benützt, deren Spannung so gross war, dass sie das Funkenpotential der Funkenstrecke F erreichte. Parallel zur Funkenstrecke wurde ein Selbstinduktion L und Kapazität C enthaltender Kreis geschaltet. Wird bei dieser Schaltung die Spannung D an F gelegt, so ladet sich vorerst C zum Potential D, worauf erst der Flammenbogen bei F einsetzt. Sobald dies erfolgt ist, wird sich die Kapazität C über L F oscillatorisch entladen. Hierbei unterstützt die Spannung von C in der ersten Entladungsperiode jene von D. In der zweiten Entladungsperiode, d. i. beim Zurückströmen wirkt die Spannung von C jener von D entgegen und hebt sie am Ende der Periode für einen Moment überhaupt auf. Dieser Moment genügt

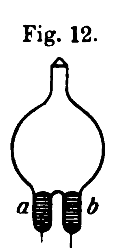
unter Umständen, um die Leitfähigkeit der Funkenstrecke überhaupt zum Verschwinden zu bringen und wiederholt sich dann das Spiel von neuem. Es wird demnach das System LC von einem Hochfrequenzstrome der Grundperiode $T = 2\pi\sqrt{LC}$ dauernd durchflossen.

Dieses Phänomen kann als ein Analogon des Vorganges bei der Zungenpfeife angesehen werden.

Die mittlerweile bekannt gewordene Unterbrecherwirkung der Quecksilberdampflampe von Cooper Hewitt veranlasste die genannten Forscher, auch diese Lampe in den Kreis ihrer Untersuchungen einzubeziehen und ist es ihnen auf Grund der erweiterten Versuche gelungen, eine theoretische Aufklärung der vorliegenden Fragen zu finden und eine Reihe von praktischen Folgerungen zu ziehen, die für eine rationelle Erzeugung elektrischer Schwingungen von grundlegender Bedeutung sind und durch die das Ziel, hochfrequente Wechselströme zu erzeugen, prinzipiell erreicht zu sein scheint.

Die ersten Versuche wurden mit einer Gleichstrommaschine von 3000 Volt Spannung und 0,5 Amp. Stromstärke durchgeführt. Als geeignetster metallischer Flammenbogen wurde jener der Quecksilberlampe von Arons gewählt, da dessen Leitfähigkeit ausserordentlich schnell verschwindet, sobald die Elektrodenspannung unter ein gewisses Mass sinkt, wogegen das Entladungspotentiale sehr bedeutende Werte hat. Diese Lampe wurde nun von Hewitt durch Anfügen einer Kühlkammer mit grosser Kondensationsoberfläche, welche den Gasdruck in der Röhre dauernd auf einen bestimmten, von der Aussentemperatur und der Stromstärke abhängigen Wert einstellt, wesentlich verbessert und zu einem Apparate von grosser Betriebssicherheit gemacht. Für die Versuche wurde die in Fig. 12 dargestellte Lampenform verwendet, bei welcher das die Elektroden darstellende Quecksilber sich in zwei an die Kugel von 15 cm Durchmesser angeschmolzenen Glasnäpfchen a b befand.

Fig. 12.



Diese Lampe wurde mit der 3000 Voltmaschine verbunden und zu ihr ein System parallel gelegt, welches eine aus einer Leydener Flasche bestehende Kapazität und eine aus dickem Draht hergestellte regulierbare Selbstinduktion enthielt.

Die Spannung von 3000 Volt reichte nicht aus, die Lampe zu zünden und musste daher der Strom durch Schütteln eingeleitet werden. Es wurden hierbei immer für einige Sekunden an der Leydener Flasche die charakteristischen züngelnden Büschel

beobachtet, welche auf sehr schnelle Oscillationen in ihrem Kreise hindeuten.

Zum Nachweise des Auftretens der Oscillationen und um über deren Frequenz ein Urteil zu bilden, wurde dieser Schwingungskreis mit einer Seibtschen Spule gekoppelt[1]), die aus einem Holzcylinder von 4 cm Durchmesser und 200 cm Länge bestand, auf welche ca. 3000 Windungen eines 0,5 mm dicken seidenumsponnenen Drahtes von ungefähr 400 m Gesamtlänge aufgewickelt waren. Die primäre Selbstinduktion wurde nun, unter Benützung einer von einem Induktorium gespeisten Funkenstrecke, so einreguliert, dass diese Spule eine stehende Viertelwelle aufnahm, was an dem Auftreten der Lichtbüschel erkannt werden konnte. Wurde nun an Stelle der Funkenstrecke die mit 3000 Volt gespeiste Quecksilberlampe gesetzt, so erschienen heftige Büschelentladungen an der Spitze der Spule, solange der Flammenbogen ausgebildet war. Die Wellenlänge wurde aus der Drahtlänge auf etwa 1600 m geschätzt, wonach sich eine Frequenz von der Grössenordnung 50000 pro Sekunde ergab. Es konnten auf diese Weise durch Aenderung des Produktes LC Frequenzen bis zu 10^6 in der Sekunde nachgewiesen werden. Bei diesen Versuchen gelang es jedoch noch immer nicht das Phänomen dauernd aufrecht zu erhalten und wurde dies irrtümlich dem zugeschrieben, dass Maschinenspannung und Leistung nicht ausreichten. Versuche, die gleichen Erscheinungen mit einer gewöhnlichen Funkenstrecke oder einer solchen unter Oel zu erhalten, hatten keinen Erfolg.

Für die weiteren Versuche wurde eine 20 PS.-Maschine für 5000 Volt und 3 Amp. verwendet. Das frühere Phänomen wurde wieder beobachtet, konnte aber neuerdings nur für Sekunden aufrecht erhalten werden, wenn genügend Widerstand vor die Lampe geschaltet und der Schwingungskreis parallel gelegt wurde. Wurde die Lampe mit dem Parallelsystem ohne Widerstand an die Maschine gelegt und deren Spannung gesteigert, so konnte zweimal die Zündung erreicht werden, das Schwingungsphänomen trat aber nicht mehr auf, sondern es wirkte die Lampe als Kurzschluss und die Sicherungen brannten aus.

Nach Bekanntwerden der Versuche von Hewitt mit hochgespanntem Wechselstrom an Stelle von Gleichstrom wurden die Versuche in folgender Weise wiederholt. Ein Klingelfusssches Induktorium

[1]) Siehe: „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie" Band V dieser Sammlung. S. 137.



wurde aus einer Wechselstrommaschine von 180 Volt erregt. Mit der Sekundärspule dieses Induktoriums wurde eine Quecksilberlampe und das parallel geschaltete Schwingungssystem verbunden. Es wurden nun alle möglichen Formen von Lampen versucht und erwiesen sich alle als geeignet, am meisten aber die symmetrischen Lampen mit grosser Kühlkugel. Zur Beobachtung der Grössenordnung und der Intensität der Schwingungen wurden zwei Seibtsche Spulen mit dem System gekoppelt. Bei mit etwa 6 Amp. primär erregtem Induktorium und Einregulierung des Seibtschen Systems auf Resonanz erschienen an den Enden der Spulen mächtige Büschelbäume, die einen Raum von 40 bis 50 cm Durchmesser erfüllten. Die Schwingungszahl konnte beliebig vergrössert werden, und lieferten auch noch ganz kleine Leydener Flaschen von nur einigen Quadratcentimeter Belaggrösse diese Schwingungen.

Dass das gesuchte Phänomen hier jedoch noch nicht vorlag, erwies sich aus dem Versuche, die Resonanzfähigkeit eines mit dem Hewittschen Unterbrecher erregten Braunschen Systems auf ein entsprechendes Empfangssystem zu prüfen. Als Resonanzanzeiger wurde ein Riess-Braunsches Thermometer in den Primärkreis des Empfangssystems geschaltet. Die Resonanzwirkung trat zwar sehr kräftig auf, erwies sich aber nicht so ausgeprägt, wie sie hätte sein müssen, wenn der Erreger ungedämpfte Wellenzüge entsendet hätte. Das schwachgedämpfte Empfangssystem vertrug eine beträchtliche Verstimmung, ohne die Resonanz zu verlieren.

Die photographische Aufnahme des Bildes der Lampenelektroden zeigte, dass innerhalb jedes Wechsels der Wechselstrommaschine eine ganze Reihe von Zündungen der Lampe auftrat, die von relativ langen Pausen unterbrochen waren, während welcher die Lampe nicht brannte, dass man es daher bei dem Hewittschen Unterbrecher genau mit demselben Vorgang zu thun hat, der bisher zur Erregung von Schwingungen benützt wurde. Das Induktorium ladet die Leydener Flaschen wegen seiner grossen Selbstinduktion nur langsam, bis das Funkenpotential der Lampe bezw. der Funkenstrecke erreicht ist. Erst dann folgt die gedämpfte oscillatorische Entladung der Flasche innerhalb eines Zeitraumes, der im Verhältnisse zur Zeit der Aufladung nur ein sehr kurzer ist. Die Quecksilberlampe stellt demnach nichts anderes als eine Vakuumfunkenstrecke dar und sind die mit ihrer Hilfe erregten elektrischen Wellen im Charakter mit den Wellen identisch, die von gewöhnlichen Funkenstrecken erhalten werden. Sie gewährt indessen in-

folge des viel höheren Entladungspotentiales der Quecksilberlampe ganz ausserordentlich praktische Vorteile. Eine normale Lampe zeigte in Uebereinstimmung mit Hewitt ein Entladungspotential von 14000 Volt. Eine andere Lampe, deren Vakuum sich im Verlauf der Versuche stetig verbesserte, zeigte schliesslich ein solches von über 50000 Volt und entlud sich die verwendete Leydener Flasche bei diesen Versuchen mit mächtigem Knallfunken über die 20 cm lange Glasbahn hinweg.

Die Quecksilberlampe gestattet aber im Gegensatze zu den gewöhnlichen Funkenstrecken die Erhöhung des Entladungspotentials, ohne dass hierdurch die Dämpfung der Schwingungen gesteigert wird. Man vermag sohin wesentlich grössere Energiemengen in die Schwingungen hineinzugeben.

Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Neigung der Luftfunkenstrecken zum „Inaktivwerden" bei der Quecksilberlampe ausserordentlich verringert wird, was der Eigenschaft der Metallgase zuzuschreiben ist, ihre Leitfähigkeit viel rascher zu verlieren, als die leitend gemachte Luft, wenn die erregende Ursache aufhört.

Diese Eigenschaften sind jedoch nicht den Quecksilberfunkenstrecken allein eigentümlich, und muss jede metallische Funkenstrecke im Vakuum die gleichen, wenn nicht grössere Vorteile aufweisen. Da jedoch die Metallzerstäubung bei diesen Funkenstrecken eine sehr bedeutende ist, gehen sie bald zu Grunde, was bei Quecksilber naturgemäss nicht der Fall sein kann.

Es wurde nun ferner auch noch nachgewiesen, dass das Entladungspotentiale solcher Funkenstrecken im Vakuum mit wachsendem Gasdruck abnimmt, so dass es also von Vorteil ist, ein möglichst hohes Vakuum anzuwenden.

Die Erwägung zeigte nun, dass auch eine Gleichstromquelle genau das gleiche Phänomen liefern muss, wenn man sie durch genügende Selbstinduktion an eine Leydener Flasche anlegt und die Quecksilberlampe zu diesem Entladungskreis parallel anlegt. Bei den eingangs erwähnten Versuchen war daher ebenfalls ein langsames Aufladen der Flasche bis zum Entladungspotential und eine darauffolgende sehr schnelle oscillatorische Entladung anzunehmen.

Um hierüber Gewissheit zu erlangen, wurde eine Quecksilberlampe mit geringerem Vakuum, welche bereits bei 5000 bis 6000 Volt zündete, verwendet. Mit dem Wechselstromtransformator zeigte diese Lampe das Hewittsche Phänomen. Wurde jedoch die 5000 Volt-Gleichstrommaschine als Stromquelle benützt und die Sekundärspule des Induktoriums als Selbstinduktion in die Zuführung der Leydener

Flasche geschaltet, *so erregte die Lampe in der That den Schwingungskreis dauernd und nahm die Zahl der Zündungen wie beim Wechselstrom mit der Spannung der Maschine zu.*

Wurde die Lampe durch eine gewöhnliche Funkenstrecke ersetzt, so traten die Schwingungen im *Moment der Zündung* sehr *energisch auf*, es entwickelte sich aber sofort ein kontinuierlicher Flammenbogen. Wurden die Aufladezeiten, also die Pausen, durch Vergrösserung der vorgeschalteten Selbstinduktion genügend vergrössert, so konnten auch mit der Gleichspannung dauernd aktive Entladungen erhalten werden. Es besteht sonach das „Inaktivwerden“ der Funkenstrecken darin, dass die Pausen zwischen den einzelnen Zündungen nicht gross genug sind, um die Leitfähigkeit zum Verschwinden zu bringen.

Diese Vorgänge lassen sich auch mathematisch feststellen und gibt diese mathematische Darstellung nicht nur die Versuchsresultate mit aller Strenge wieder, sondern liefert auch exakte Gesichtspunkte für die Erreichung des angestrebten Zieles, dauernd ungedämpfte Schwingungen zu erzeugen.

Das Potential e einer zur Zeit t an eine Gleichstromquelle E angeschlossenen Leydener Flasche ist durch die Differentialgleichung bestimmt

$$\frac{d^2e}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{de}{dt} - \frac{e}{LC} = \frac{E}{L},$$

wobei R der Widerstand, L die Selbstinduktion der Zuleitung und C die Kapazität der angehängten Leydener Flasche ist.

Im Versuchsfalle war

$$\begin{aligned} L &= 1000 \text{ Henry,} \\ R &= 12000 \text{ Ohm,} \\ C &= 0{,}004 \, . \, 10^6 \text{ Farad.} \end{aligned}$$

Es zeigt sich, dass $R^2C < 4L$, d. h. dass ein oscillatorischer Ladungsvorgang stattfand, wovon sich auch durch direkte oscillographische Beobachtung überzeugt wurde.

Das Integral dieser Gleichung ist unter Berücksichtigung der Grenzbedingungen

$$e = E - \frac{2E\sqrt{LC}}{\sqrt{4LC - R^2C^2}} \varepsilon^{-\frac{R}{2L} t \sin\left(\frac{\sqrt{4LC - R^2C^2}}{2LC} t + \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{4LC - R^2C^2}}{RC}\right)}$$

(ε Exponentialfunktion).

Es ergibt sich, da für den vorliegenden Fall RC^2 gegen $4\,LC$ zu vernachlässigen war und die Phasenverschiebung nahezu $\frac{\pi}{2}$ entspricht

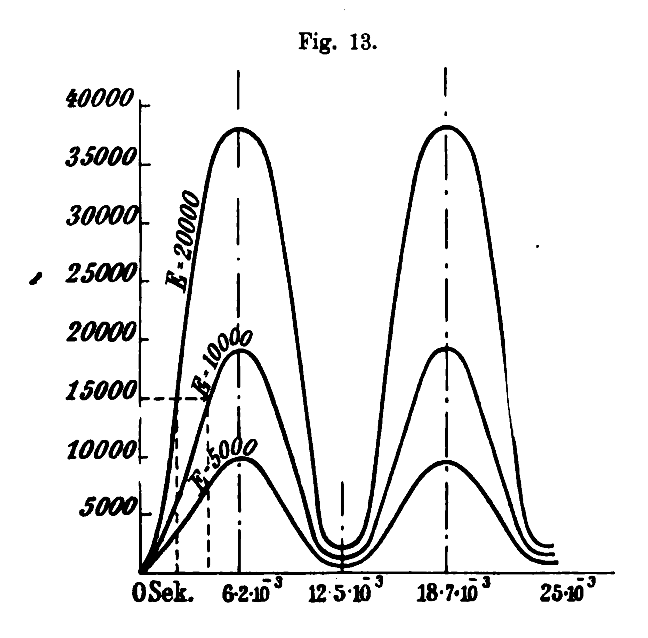
$$e = E\left(1 - \varepsilon^{-\frac{R}{2L}t} \cos \frac{t}{\sqrt{LC}}\right)$$

oder

$$e = E\,(1 - \varepsilon^{-6t} \cos 0{,}5\,.\,10^3\,t.$$

Fig. 13 stellt den Verlauf der berechneten und beobachteten Ladungskurve in ihrem ersten Teile für verschiedene E an. Zieht man zur Abscisse eine Parallele mit dem Werte V des Entladungspoten-

Fig. 13.



tials, so bestimmt diese durch ihre Schnittpunkte mit den Kurven die Aufladungszeiten, die jedesmal bis zu einer Zündung vergehen müssen. Diese Zeiten bewegen sich für den Fall der durchgeführten Versuche in einer Grössenordnung von Tausendstel von Sekunden. Es liessen sich diese Zeiten auch aus den photographischen Aufnahmen, welche gemacht wurden, mit ziemlicher Genauigkeit schätzen. Die mit Wechselstrom erhaltenen Aufnahmen bestätigten zu gleicher Zeit, dass die Zahl der Zündungen um so grösser wird, je höher man die Spannung E treibt. Die Photographien zeigten ganz deutlich, dass zu jenen Zeiten,

wo die Wechselspannung steigt oder fällt, die Zündungen viel seltener werden.

Die Schwingungszahl der nach der Zündung im Schwingungskreise aufgetretenen Schwingungen war etwa 10^5 bis 10^6 in der Sekunde. Die bisherigen zahlreichen Untersuchungen zeigen jedoch, dass diese Schwingungen, insbesondere wenn man sie auf ein Braunsches Strahlsystem wirken lässt, sehr schnell abklingen. Es dürfte sohin die Annahme von 10 ganzen Schwingungen als obere Grenze für jede Zündung ziemlich hoch gegriffen sein und würde sich sohin der Entladungsvorgang innerhalb 10^4 bis 10^5 Sekunden längstens abspielen, Zeiten, die im Verhältnis zu den Ladungszeiten thatsächlich sehr klein sind.

Die Herren Simon und Reich sind nun der Ansicht, dass es an Hand dieser theoretischen Klarstellung nunmehr keine Schwierigkeiten bieten dürfte, die beschriebenen Vorgänge zur Konstruktion von Wellenerregern zu verwerten, die geradezu unbegrenzte Mengen von Strahlungsenergie in Form von Zügen gedämpfter Wellen rationell in den Raum zu entsenden gestatten. Es lassen sich, soweit dies bisher zu ersehen, durch geeignete Wahl der Konstanten des Systems, sowie durch Vergrösserung der Betriebsspannung die Pausen zwischen den einzelnen Zündungen soweit verkürzen, dass sich endlich ein Wellenzug an den anderen reiht.

Es gestattet sonach die Vakuumfunkenstrecke im Gegensatze zur Luftfunkenstrecke nicht nur das Entladungspotentiale zu erhöhen, sondern auch die Pausen zwischen den einzelnen Entladungen sehr klein zu machen.

Gleichströme hoher Spannung werden sich für jeden Fall wirksamer erweisen als Wechselströme. Da die Ladung der Kapazität periodisch erfolgt, wodurch im ersten Aste der Ladungskurve fast die doppelte Erregerspannung erreicht wird, ist es nicht einmal notwendig, die stationäre Spannung der Maschine unter allen Umständen auf der Höhe des Entladungspotentiales zu erhalten.

Die für diese Zwecke benötigten Maschinen müssen allerdings ganz gewaltige Leistung haben, da schon M. Wien die Leistung der Entladung eines in der alten Weise erregten, enggekoppelten Braunschen Systems, die durch die Strahlung zum Ausdruck gelangt, auf 1955 PS. schätzte. Je mehr man nun die Zündungszeiten abkürzt, je mehr kontinuierliche Wellenzüge daher einander folgen, desto mehr wird die Leistungsfähigkeit der Maschine gesteigert werden müssen und wird man daher sehr bald sich einer solchen von mehreren

tausenden PS. nähern müssen. Es würde aber auch dann die elektrische Feldenergie dauernd in den Raum hinausstrahlen.

Das Ziel, ungedämpfte elektrische Schwingungen von grosser Resonanzfähigkeit zu erzeugen, ist mit den bekanntgegebenen Anordnungen allerdings noch nicht erreicht, indes bieten sich aus ihnen zwei Möglichkeiten, an dieses Ziel zu gelangen. Erstens würde, wenn es gelingt, dem System durch einen gekoppelten Strahldraht so viel Energie zu entziehen, dass schon die zweite Schwingungsperiode auf eine verschwindend kleine Amplitude gedämpft wäre, der geschilderte Vorgang in den gesuchten übergehen und müssten durch Aneinanderreihen solcher Einzelimpulse dauernd ungedämpfte elektrische Wellen von dem Strahldrahte ausgehen. Anderseits wäre in der Verwendung unsymmetrischer Funkenstrecken ein Mittel gegeben, den Ablauf der oscillatorischen Entladungen auf ein einziges Abströmen zu beschränken, wobei unter einer unsymmetrischen Funkenstrecke eine solche zu verstehen ist, bei welcher in dem einen Sinne zur „Zündung" eine grössere Spannung erfordert wird, als im anderen. Dieses Verhalten der Funkenstrecke, welches wohl auch als Ventilwirkung bezeichnet wird, lässt sich nun auf verschiedene Weise erreichen. Legt man die Spannung so an, dass die Entladung der Kapazität mit der kleineren Spannung erfolgt, so muss sich der Vorgang folgendermassen abspielen:

Zuerst ladet sich die Kapazität, dann entladet sie sich über die Funkenstrecke, worauf das Umladen der Kapazität erfolgt. Ein Zurückströmen der Flaschenladung im entgegengesetzten Sinne ist aber wegen der Ventilwirkung unmöglich. Infolgedessen findet ein Ausgleich der Flaschenladung gegen die Stromquelle statt, wodurch auch die Funkenstrecke nichtleitend wird. Dieser Vorgang wiederholt sich nun ununterbrochen stets von neuem und muss daher der Flaschenkreis von einem hochfrequenten Wechselstrome dauernd durchflossen sein. Die Verfasser glauben nun ein entsprechendes Verhalten an einer unsymmetrischen Quecksilberlampe beobachtet zu haben.

Nach weiteren Mitteilungen soll es den Herren Simon und Reich auf Grund dieser Versuche gelungen sein, ein neues System der drahtlosen Telegraphie bezw. Telephonie aufzubauen, über welches jedoch dermalen nichts verlautet werden kann, weil die Patente hierfür erst nachgesucht wurden.

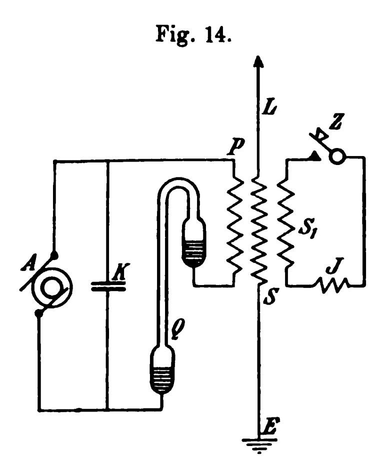
Dass erst durch die Entsendung ungedämpfter und dabei ununterbrochen verlaufender Wellenzüge die Möglichkeit einer zuverlässigen drahtlosen Telephonie gegeben wird, ergibt sich aus der Verfolgung des Sprachvorganges von selbst, da jede Tonwelle einen ununter-

brochenen Wellenzug darstellt, der auf dem Wege der Umsetzung in elektrische Strahlungsenergie, wieder nur durch einen ununterbrochen verlaufenden Wellenzug von der viel grösseren Frequenz elektrischer Schwingungen, entsprechend wiedergegeben werden kann.

Bewahrheitet sich demnach die Erfindung, und es ist hieran wohl nicht zu zweifeln, so ist ein weiterer wesentlicher Fortschritt auf diesem Gebiete zu verzeichnen, dessen Tragweite dermalen wohl kaum ermessen werden kann.

Die Anordnung zur Erzeugung elektrischer Wellen von Valbreuze[1]. Wenn man diese Anordnung (Fig. 14), in welcher A eine Gleichstromquelle, K einen Kondensator, Q eine Hewittsche Quecksilberdampflampe und P die gleichzeitig die Selbstinduktion darstellende Primärwickelung eines Transformators ohne Eisenkern bedeutet, im Vergleiche mit Fig. 11 betrachtet, so zeigt sich, dass diese beiden Anordnungen nahezu als identisch angesehen werden können. Der einzige Unterschied liegt hierbei in der Verwendung einer unsymmetrischen Quecksilberdampflampe, wogegen die geänderte Anordnung der Kapazität kaum als etwas Neues anzusehen ist, da eine einfache Verfolgung des Lade- und Entladevorganges an der Hand der vorangegangenen Erläuterungen ohne weiteres erweist, dass dieser bei beiden Anordnungen der gleiche sein muss.

Fig. 14.



Eigenartig erscheint hier hingegen die Art und Weise der Uebertragung der Schwingungen auf den Strahldraht. Der Transformator hat hier zwei sekundäre Wickelungen, deren eine aus zahlreichen Windungen bestehende S an den Strahldraht und an die Erde angeschlossen ist. Die zweite Sekundärwickelung S_1 enthält dagegen nur wenig Windungen starken Drahtes und kann über eine reguläre Selbstinduktion J durch den Zeichengeber Z, dessen Arbeitskontakte unter Oelverschluss gehalten sind, kurz geschlossen werden. Diese Anordnung bietet den Vorteil, dass die Quecksilberlampe bei der Zeichengebung überhaupt nicht ausser Betrieb gesetzt zu werden braucht.

[1]) L'Eclairage Electrique 18. Juli 1903.

Der Ausgangspunkt für diese Anordnung waren gleichfalls die Duddellschen Versuche mit dem singenden Flammenbogen. Durch diesen Sender sollen sich, wie das ja von Simon und Reich schon nachgewiesen wurde, ganz bedeutende Energiemengen ausstrahlen lassen, und zwar dies um so mehr, als die Quecksilberlampe schon jetzt für Ströme von mehr als 100 Amp. gebaut werden kann. Der Sendedraht wird hier von Induktionsströmen sehr kleiner Periode durchflossen, deren Spannung sich durch Aenderung der Windungszahl leicht regulieren lässt.

D. Untersuchungen über die Wirkungsweise der Fritter.

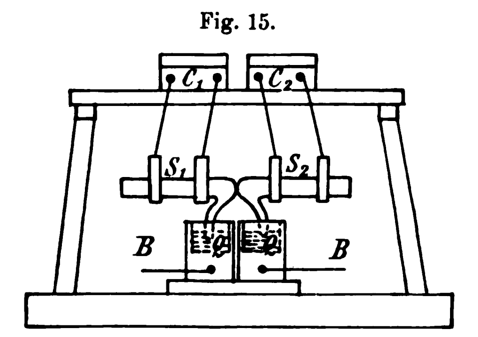
Die Art und Weise der Frittwirkung bei den Feilspänefrittern erscheint bis heute noch nicht vollständig aufgeklärt. Es dürfte daher, wiewohl die Feilspänefritter, als viel zu wenig empfindliche und zuverlässige Instrumente, bereits verlassen und durch andere auf bolometrischen und elektrolytischen Wirkungen beruhende Wellenanzeiger ersetzt werden, dennoch angezeigt sein, einige Mitteilungen über die diesen Gegenstand betreffenden neueren Forschungen zu bringen. Nach diesen Forschungen wird eine der Ursachen der Frittwirkung einesteils der elektrostatischen Anziehung, hervorgerufen durch die Welleneinwirkung, zugeschrieben, anderenteils aber diese Anziehung, obwohl bestehend, für das Entstehen der Frittwirkung als mehr oder minder belanglos betrachtet. Die letztere Anschauung hat viel mehr Berechtigung für sich als die erste und wird von Härdèn in drastischer Weise durch die Thatsache begründet, dass auch massive Körper, bei welchen die elektrostatische Anziehung nur einen ganz unwesentlichen Einfluss ausüben kann, unter der Einwirkung elektromagnetischer Wellen zum Fritten hinneigen.

Neu und bemerkenswert ist jedenfalls die von Robinson nachgewiesene Ermüdung der Fritter, welche sich darin äussert, dass die Fritter bei länger währender Beanspruchung an Empfindlichkeit verlieren. Frühere Beobachtungen weisen wohl schon darauf hin, und dürfte der regenerierbare Fritter von Blondel, welcher von Ferrié (siehe Bd. II „Die drahtlose Telegraphie“ S. 52 und Bd. V „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie“ S. 112 dieser Sammlung) verbessert bezw. widerstandsfähiger gestaltet wurde, diesen Erfahrungen ihre Entstehung verdanken, weil hier die Feilspäne teilweise erneuert werden können. Thatsächlich war es aber erst Robinson, welcher diese Erscheinung und ihre Ursachen voll erkannt hat.

Die nachstehend im Auszuge vorgeführten Untersuchungen und deren Ergebnisse lassen ein allgemeines Bild darüber gewinnen, wie weit man in der Erkenntnis der Ursachen der Frittwirkung vorgeschritten ist.

Der elektrische Widerstand loser Kontakte[1]). Der für die Ermittelung des Widerstandes von Philip Ely Robinson benützte Fritter bestand aus zwei an Seidenfäden horizontal aufgehangenen, mit den einen Enden sich berührenden Metallstäbchen S_1, S_2 (Fig. 15), deren nach unten gerichtete in Quecksilber tauchende Metallstifte die Stromzuleitung besorgten. Das Quecksilber war in zwei voneinander isolierten Trögchen untergebracht und stand mit den beiden Drähten

Fig. 15.



B B in leitender Verbindung. Durch Verschieben der Holzklötzchen C_1, C_2 liess sich der gegenseitige Druck, welchen die Stäbchen aufeinander ausübten, innerhalb gewisser Grenzen nach Belieben abändern.

Für die Bestimmung des Fritterwiderstandes kam Gleichstrom zur Verwendung. Bei diesen Untersuchungen wurde nun folgendes ermittelt: Der Widerstand eines Fritters besteht vor Eintritt der Frittwirkung aus dem Widerstande einer zwischen den Fritterenden liegenden, schlecht leitenden und unvollkommen elastischen Zwischenschicht, welche zeitliche Nachwirkungen zeigt. Diese Zwischenschicht ist gewöhnlich eine Oxydschicht, welche die Kontaktflächen bedeckt.

Legt man nun an die Fritterenden eine Potentialdifferenz, die kleiner ist als die kritische Spannung, d. i. jene Spannung, bei welcher das Fritten eintritt, so findet eine elektrostatische Anziehung zwischen den Fritterenden statt, wodurch die Dicke der Zwischenschicht und damit der Widerstand des Fritters verringert wird.

---

[1]) Elektrotechnische Zeitschrift H. 39. 1903.

Nimmt nun die Spannung wieder ab, so dehnt sich die Oxydschicht wegen ihrer Elastizität wieder aus und der Widerstand nimmt wieder seinen ursprünglichen Wert an. Es besteht sonach eine lineare Beziehung zwischen Fritterwiderstand und angelegter Spannung.

Ist die angelegte Potentialdifferenz grösser als die kritische Spannung, so erfolgt die Frittung in der Weise, dass die Zwischenschicht einem Drucke ausgesetzt wird, dem sie nicht mehr Widerstand zu leisten vermag, sie zerreisst und die inneren metallisch leitenden Fritterteile gelangen in direkte Berührung. Der Widerstand des Fritters fällt daher auf einen sehr kleinen Wert, den er dauernd beibehält. Die Grösse des kritischen Widerstandes hängt sowohl von dem Druck der Kontaktstellen aufeinander, als auch von der Natur und der Dicke der Zwischenschicht ab. Bei Eisen mit einer Oxydschicht an der Berührungsstelle schwankte die kritische Spannung zwischen 0,25 und 1 V.

Bei den Versuchen mit Gleichstrom fällt der Fritterwiderstand beim Eintreten der Frittwirkung auf eine bestimmte Grösse, so dass sich die Spannung an den Fritterenden auf einen ganz bestimmten Wert, die Gleichgewichtsspannung, einstellt. Dieser Prozess wird jedoch erst nach einer bestimmten Zeit vollendet. Das Anlegen einer grösseren Spannung bewirkt ein weiteres Sinken des Fritterwiderstandes und stellt sich die Gleichgewichtsspannung wieder her. Diese Gleichgewichtsspannung hat für jedes Metall einen charakteristischen, gleichbleibenden Wert, welcher für Stahl annähernd 0,2 V. beträgt.

Besteht der Fritter aus mehreren hintereinander liegenden Kontaktstellen, so ist die Gleichgewichtsspannung der Zahl derselben proportional, die kritische Spannung dagegen nicht.

Einfallende elektrische Wellen verursachen eine Frittwirkung, die ihrer Natur nach der durch einen Gleichstrom hervorgerufenen Wirkung vollkommen gleich ist.

Durch wiederholte Beanspruchung des Fritters auf Fritterwirkung mittelst elektrischer Wellen wird der Fritter ermüdet, das heisst er wirkt später weder so regelmässig noch so stark, wie zu Beginn. Diese Ermüdung lässt sich wahrscheinlich einer Verstärkung der die Kontaktflächen bedeckenden Oxydschicht zuschreiben.

Eine Empfängerleitung, in welche ein Fritter geschaltet ist, hat eine ganz bestimmte Eigenschwingung. Der Fritter wirkt hierbei als Leiter oder als eine sehr grosse Kapazität [1]), selbst wenn er nur eine

---

[1]) In Uebereinstimmung mit Graf Arco, siehe Wellenmesser.

sehr kleine Kontaktfläche (Nadelspitzen, Kugeln) hat. Dies ermöglicht es, Erreger- und Empfängerleitung in Resonanz zu bringen, und wird hierbei die Resonanz um so schärfer, je kleiner die Dämpfung der Eigenschwingung des Erregers und Empfängers ist.

Robinson wies auch nach, dass eine Frittwirkung sowohl durch Schall als auf mechanischem Wege eintreten kann, hierbei aber nicht so scharf ausgeprägt zu Tage tritt, wie bei Hervorrufung auf elektrischem Wege.

Einkontaktige Fritter[1]). A. H. Taylor hat die einkontaktigen Fritter einer eingehenden Untersuchung unterzogen und gelangt zu nachstehend verzeichneten Ergebnissen: Die Einrichtung der Fritter kann eine zweifache sein und zwar 1. dass der Anfangswiderstand des Fritters unendlich ist, die einzelnen Teilchen seiner Masse aber nahe genug aneinander liegen, um unter dem Einflusse der elektrischen Wellen leitend zu werden, und 2. dass der Anfangswiderstand ein sehr grosser, aber endlich ist. Die erste Art der Einrichtung lässt sich mit vielkontaktigen Frittern, wie die Feilspänefritter, leicht erreichen. Einkontaktige Fritter lassen sich zwar auch so einstellen, bedingen aber ein häufiges Nachregulieren, weil die ganze Wirkungsweise des Apparates von dem einen Abstand am Kontakte abhängt, die in genau bestimmten Grenzen gehalten werden muss. Wird der Abstand nur sehr wenig zu gross, so ist das Instrument nicht mehr empfindlich. Durch das Entfritten wird jedoch der Abstand der Kontakte leicht verändert und die Empfindlichkeit des Fritters gestört.

Bei den Frittern mit endlichem, aber hohem Anfangswiderstand ruft schon eine ganz geringe Aenderung des durch den Fritter gehenden Stromes grosse Schwankungen des Widerstandes hervor. Diese Art von Frittern ist daher gegen elektrische Wellen viel empfindlicher, als wenn ein unendlicher Anfangswiderstand verwendet wird.

Sie haben aber den Nachteil, dass es sehr schwer ist, selbe wieder in den Normalzustand zurückzubringen, ohne den ganzen Kontakt zu zerstören. Dies trifft namentlich bei einkontaktigen Frittern zu, welche von mechanischer Erschütterung nicht stets gleichförmig beeinflusst werden.

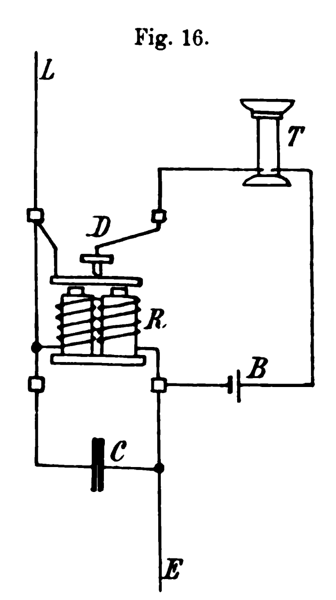
Für seine Versuche benützte Taylor anfänglich als einkontaktigen Fritter ein Relais mit Nickelkontakten, dessen Einschaltung Fig. 16 zeigt. Es ist so geschaltet, dass es den Lokalstromkreis öffnet, wenn sein Anker angezogen wird. Der Lokalkreis der Trocken-

[1]) Physical Review 1903 Nr. 4.

batterie B wird hier über das Telephon T den Kontakt D und die Relaiswindungen R geschlossen. Das eine Ende der Relaiswindungen R steht ferner in Abzweigung mit dem Luftdrahte L, das andere Ende derselben mit der Erde E in Verbindung. Ein Kondensator C überbrückt die Relaiswindungen und wirkt hierdurch dessen Selbstinduktion entgegen, welche geeignet wäre, den Fritter bei feiner Einstellung zur Wirkung zu bringen, und macht sie hierdurch unschädlich.

Das Relais, ein Dosenrelais von 179 Ω Widerstand, wirkt bei gewöhnlicher Einstellung wie ein Unterbrecher. Um es als Wellenempfänger benützen zu können, mussten Anker und Kontakt sehr enge eingestellt und die Ankerfeder so weit gespannt werden, bis das surrende Geräusch im Telephon aufhörte. Trifft eine elektrische Welle diesen Empfänger, so vernimmt man im Fernhörer ein rasselndes Geräusch, welches sofort verschwindet, sobald die Welle nicht mehr wirkt. Das Geräusch ist je nach der Entfernung des Empfängers vom Sendeapparat und je nach der Intensität der Wellen kräftiger oder schwächer. Der Widerstand des Kontaktes ändert sich hierbei zwischen 350—30 Ω.

Fig. 16.

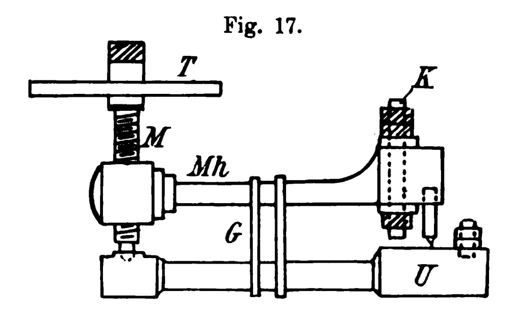


Trotz der grossen Empfindlichkeit des Empfängers, welcher durch den Funken eines gewöhnlichen Weckers auf 10 m, durch den Funken eines Relais auf 30 m, bei einer Batteriespannung von 1,5 V. für beide und durch den Funken eines elektrischen Strassenbahnwagens auf annähernd 400 m in Thätigkeit gesetzt wurde, benützte Taylor für seine weiteren Versuche einen einkontaktigen Fritter, der unter Benützung eines Sphärometers hergestellt wurde. Es ist dies ein Instrument zum Messen sehr dünner Blättchen, dessen wesentlichster Teil aus einer mit einem Dreifuss verbundenen, genau arbeitenden Mikrometerschraube besteht. Soll ein Gegenstand gemessen werden, so wird der Dreifuss auf eine ebene Platte gesetzt und die Schraube bis zur Berührung der Platte gesenkt. Legt man nun unter die Spitze der Schraube das zu untersuchende Plättchen, so muss, damit der Dreifuss seinen festen Stand behalten kann, die

Schraube in die Höhe gehoben werden, und gibt diese Höhe, welche an einer Skala leicht abgelesen werden kann, die Dicke des Plättchens an. Der Dreifuss eines derartigen Sphärometers wurde nun für die erwähnten Zwecke fest mit einer Metallunterlage verbunden. Auf die Spitze der kleinen Mikrometerschraube wurde ein kleines Stückchen Nickel als Kontakt gesetzt und auf die Metallunterlage, der Schraubenspitze gegenüber, ein Nickelplättchen isoliert eingesetzt. Durch die Schraube liess sich der Abstand zwischen den beiden Nickelstückchen, welche den Fritter bildeten, bis auf 0,001 mm regulieren. Platinkontakte waren für die Verwendung beider Instrumente als Fritter nicht zu gebrauchen.

Ein dritter von Taylor hergestellter Fritter, welcher eine Verbesserung des vorbeschriebenen Fritters darstellt, hat ebenfalls Nickel-

Fig. 17.

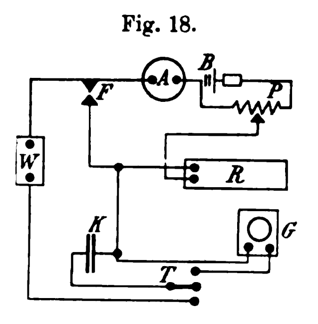


kontakte und besteht (Fig. 17) aus einer Metallunterlage U und aus einer Messinghülse Mh, welch letztere mittelst der Mikrometerschraube M und eines Stahlstiftes s auf diese aufgesetzt und durch ein Gummiband G festgehalten wird. Der wohlisolierte Kontakt K mit Nickelspitze lässt sich durch Schrauben ganz nahe an die Unterlage U, in welche ein Nickelplättchen isoliert eingesetzt ist, herabsenken. Die feine Einstellung erfolgt mittelst der Mikrometerschraube M. An der Teilscheibe T mit 100 Teilstrichen lässt sich der Abstand zwischen Nickelspitze und Nickelplatte mit grosser Genauigkeit ablesen, da ein Teilstrich einer Aenderung von 0,0037 mm des Abstandes der Kontakte entspricht. Die empfindlichste Einstellung wurde erreicht, indem man den Fritter in einen Lokalstromkreis einschaltete, und durch Veränderung der Batteriespannung und des Widerstandes den Strom so regulierte, dass sich die Stromstärke zwischen 0,0007 und 0,1 Amp. bewegte. Hierauf wurde der Fritter durch Drehen der Mikrometerschraube so eingestellt, dass der Strom an den Kontakten etwa 30 % des oben angegebenen Wertes betrug.

Die mit diesem Fritter durchgeführten Versuche ergaben, dass der elektrische Widerstand dieses Fritters von dem Abstande der Nickelkontakte und die Empfindlichkeit von der Batteriespannung im Lokalkreise, die 2 Volt nie übersteigen darf, abhängig ist. Dieser Fritter wurde von den kleinsten elektrischen Störungen und mechanischen Erschütterungen beeinflusst und war an demselben, selbst wenn man ihn auf einen grossen Eisenblock setzte und ganz mit Kupfer umgab, die Einwirkung des Funkens eines gewöhnlichen Weckers noch deutlich nachweisbar. Taylor nimmt an, dass die elektrischen Einwirkungen in diesem Falle auf elektrische Impulse zurückzuführen sind, welche sich in den Zuführungsdrähten zum Fritter ansammeln. Gegen mechanische Erschütterungen war dieser Fritter so empfindlich, dass er durch lautes Sprechen, ja selbst durch das Knarren eines Stuhles in Thätigkeit kam. Um ihn diesbezüglich weniger empfindlich zu machen, wurde er auf eine feste Unterlage mit einem Polster von Baumwolle aufgesetzt. Als Zuführungsdrähte mussten sehr dünne Drähte verwendet und diese ausserdem an mehreren Punkten auf ihre Unterlage befestigt werden, um dadurch die Fortpflanzung mechanischer Erschütterungen zu verhindern. Das um den Fritter gelegte Gummiband diente ausserdem noch dazu, den Fritter erreichende mechanische Erschütterungen aufzuheben.

So klein die Berührungsfläche zwischen den beiden Kontakten auch sein mag, so ist doch in Wirklichkeit anzunehmen, dass sich eine Menge kleiner Elementenpaare annähernd parallel einander gegenüberstehen, die verschiedene Abstände voneinander haben. Es erklärt sich hieraus, dass der Fritter unter dem Einflusse der elektrischen Wellen nicht gleich, sondern erst nach und nach seine volle Empfindlichkeit erhält. Um dies nachzuweisen, wurde die in Fig. 18 dargestellte Anordnung benützt. B ist eine mit einem Potentiometer P verbundene Sammlerzelle.

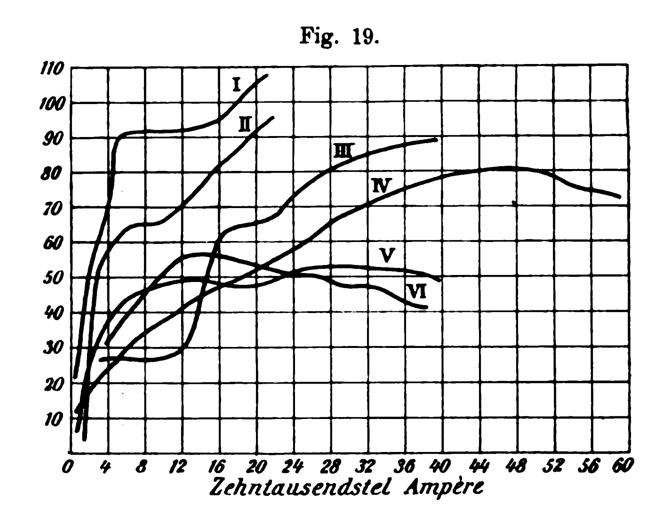
Fig. 18.



Das Potentiometer gestattet eine Aenderung der aufgewendeten Spannung zwischen 0,05 und 1,8 V. A ist ein Milliampèremeter, F der Fritter, R ein Widerstand und K ein Kondensator von 0,5 Mikrofarad, welcher durch die Entladungstaste T entweder mit den Polen des Fritters oder mit dem Galvanometer G verbunden wird. Ein Widerstand W von 36 000 Ohm zwischen Kondensator und Fritter geschaltet, hat den Zweck, plötzliche Schwankungen des Potentials

zu verhüten. Bei den Versuchen mit dieser Anordnung wurde festgestellt, dass der Fritter drei verschiedene Stadien der Empfindlichkeit besitzt. Zunächst findet nur ein schwacher Stromübergang über den Kontakt statt. Allmählich steigt das Potentiale hoch genug, um eine Leitung durch metallische Ionen hervorzurufen. Das Potentiale bleibt hierauf durch längere Zeit ziemlich gleichmässig, um sodann stufenweise so lange anzusteigen, bis die Kontakte durch den Strom zusammengeschweisst werden. (Drittes Stadium.) Von nun ab ist der Fritter nicht mehr empfindlich.

Fig. 19.



Die Fig. 19 und 20 stellen verschiedene Empfindlichkeitskurven des Fritters dar und zwar

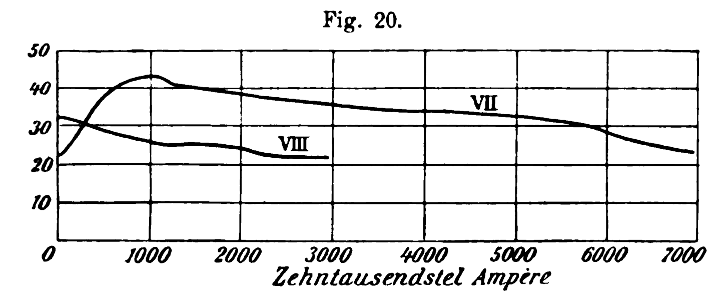
Kurve I: reine Kontakte in Oel,
„ II: nicht ganz reine Kontakte in Oel,
„ III: reine Kontakte in Luft,
„ IV: teilweise oxydierte Kontakte in Luft,
„ V: reine Kontakte nach zweitägigem Stehen in Oel,
„ VI: reine Kontakte nach dreitägigem Stehen in Oel,
„ VII: reine Kontakte in Luft unter der Einwirkung grösserer Stromstärken,
„ VIII: reine Kontakte in Luft unter der Einwirkung grösserer Stromstärken, nachdem vorher ein Strom von 0,5 Amp. durch die Kontakte gesandt wurde.

Aus diesen Kurven geht hervor, dass unreine Kontakte weniger empfindlich sind als reine Kontakte und die Anwendung starker

Ströme die Empfindlichkeit wesentlich beeinflusst. Letztere Erscheinung ist wohl darauf zurückzuführen, dass die angewendeten Ströme genügend Wärme entwickeln, um die Kontakte auszudehnen und näher aneinander zu bringen.

Miskroskopische Untersuchungen der Fritter[1]). Um die Wirkungsweise und die sich abspielenden Vorgänge in einem Fritter festzustellen und so Licht auf diesen noch dunklen Gegenstand zu werfen, hat Geo T. Hanchett die Fritterwirkung unter dem Mikroskope eingehend studiert. Zu diesem Zwecke wurden an den Objektträger eines Mikroskopes zwei Drähte mittels Schellack befestigt und durch Glasstücke etwa 0,8 mm auseinandergehalten. Der eine dieser Drähte stand mit der Erde in Verbindung, der zweite verblieb entweder frei auf

Fig. 20.



dem Träger oder wurde mit einem Luftleiter verbunden. Wurden nun in einem zweiten Luftleiter mittels Funkeninduktors elektrische Wellen erzeugt und die zu untersuchenden Drähte so vor das Objektiv des Mikroskopes gebracht, dass dessen Brennpunkt auf den Zwischenraum der beiden Drähte gerichtet war, so wurde ein Strom von Funken beobachtet, der von einem Drahte zum andern überging und unter dem Mikroskope sehr mächtig erschien. Eine kleine Partie Nickelfeilspäne zwischen die beiden Drähte gebracht, zeigte beim Arbeiten des Induktors eine ganz deutliche Bewegung. Die Feilspäne ordneten sich, während fortwährend Funken zwischen denselben sprühten. Nach dem Ueberspringen mehrerer Funken am Induktorium, nachdem also bereits mehrere Wellenzüge gewirkt hatten, hörte der Funkenübergang zwischen den beiden Drähten, sowie jede Bewegung der Teilchen auf.

Auf Grund dieser Ergebnisse gelangt Hanchett zu dem Schlusse, dass die Wirkung eines Fritters einzig und allein auf der Einstellung der Feilspäne unter dem Einflusse elektrostatischer Kräfte beruht. Der Uebergangswiderstand der einzelnen Teilchen wird, indem sie sich

[1]) Electrical Review 15. Juni 1903.

zusammenschieben und in engere Berührung gelangen, hierdurch wesentlich herabgemindert.

Während andere Forscher, namentlich aber Tissot, welcher den Feilspänefritter einer eingehenden Untersuchung unterzog und auch unter dem Mikroskope beobachtete, von einem solchen Ueberspringen nichts bemerkten und es daher leugnen, konnte John Härdèn[1]), Ingenieur der General Elektric Co. diese Thatsache auf Grund eigener Beobachtung bestätigen, führt aber an, dass diese Fünkchen oft so klein sind, dass sie nur in verdunkeltem Raume mit vollkommen ausgeruhtem Auge wahrgenommen werden können[2]). Ebenso beobachtete er bei Eintreten des Frittens die Bewegung und Richtung der Teilchen und die Bildung von Brücken. Dagegen behauptet er, dass die beobachtete Bewegung der feinen Metallspänchen mehr nebensächlicher Natur und für die Frittung belanglos ist. Er weist nicht mit Unrecht darauf hin, dass eine mechanische Erschütterung, welche die Späne eigentlich näher bringen sollte, die umgekehrte Wirkung, nämlich die Entfrittung hervorruft. Ausserdem findet das Fritten ebenso gut zwischen schweren soliden Körpern statt, bei welchen eine elektrostatische Anziehung überhaupt nicht in Frage kommen kann. Nach dessen Ansicht wird das Fritten durch die Bewegung der Metallteilchen zwar erleichtert, indem hierdurch das Ueberspringen der Fünkchen begünstigt wird, das Fritten selbst ist aber nur einem Zusammensintern der scharfen Ecken bezw. einer Brückenbildung durch losgelöste Teilchen zuzuschreiben. Die Beobachtung zeigte ihm, dass eine Funken- und Brückenbildung stets dann stattfand, wenn eine Frittwirkung nachzuweisen war. Dagegen konnte eine Bewegung der Späne durch eloktrostatische Kräfte beobachtet werden, ohne dass eine Frittwirkung stattfand, dann aber waren keine Fünkchen wahrzunehmen, was dem zugeschrieben wird, dass die hervorgerufene Spannungserhöhung noch zu gering war. Nach seiner Ansicht ist die Frittwirkung zwischen festen und flüssigen Körpern nur als Ueberbrückung durch Funken anzusehen.

Diese Untersuchungen tragen wohl in etwas zur Klarlegung der Art und Weise, in welcher das Fritten erfolgt, bei, doch können deren Ergebnisse dermalen noch nicht als endgültige Entscheidung angesehen werden. Höchst wahrscheinlich ist der Vorgang ein viel komplizierterer und dürfte die Erwärmung der einzelnen Teilchen und deren dadurch bedingte Ausdehnung mit beitragen, das eigentliche Fritten

[1]) Elektrotechnische Zeitschrift 1903, H. 39.

[2]) Hierdurch erklärt sich auch augenscheinlicher Weise der Misserfolg von Tissot.

zu erleichtern. Eine Erklärung für die Wirkung von selbstentfrittenden Frittern, das sind solche, welche nach Aufhören der Einwirkung elektrischer Wellen in den ursprünglichen, nichtleitenden Zustand zurückkehren, wie der Kohlefritter von Tommasina, oder der Kohlequecksilberfritter von Castelli, ist hierdurch nur teilweise gegeben. Hier kann wohl von einer Brückenbildung nicht die Rede sein, doch lässt sich annehmen, dass die einzelnen Teilchen durch die Erwärmung näher aneinander rücken und so das Ueberspringen der Fünkchen erleichtern, während andernteils die Luft zwischen den einzelnen Teilchen unter der Einwirkung der elektrostatischen Spannung leitend wird, so dass sich der Gesamtwiderstand des Fritters wesentlich verringert. Nach Aufhören der Welleneinwirkung, also der Ursache der Erwärmung, kehrt der Fritter wieder in den ursprünglichen Zustand zurück.

E. Die Wellenmesser.

Das Bestreben, zwischen Sende- und Empfangsstation Abstimmung zu erreichen und so durch Ausnutzung des Resonanzprinzipes bei grösstmöglichster Nutzwirkung eine wenigstens teilweise Geheimhaltung der zu übermittelnden Nachrichten, sowie damit verbundene Störungsfreiheit zu erzielen, machen es zur Bedingung, die Frequenz der vom Sender in den Raum ausgestrahlten elektromagnetischen Wellen genau zu kennen, um danach den Empfänger möglichst genau auf die der Resonanz entsprechenden günstigsten Bedingungen einzustellen. Die Berechnung der Wellenlängen bezw. deren Frequenz aus den Konstanten des Sendekreises führt immer zu Fehlern, da erstens die Kapazität der in den Sendekreis eingeschalteten Kondensatoren bezw. Flaschenbatterien, sofern nicht Luft als Dielektrikum zur Verwertung gelangt, von der Frequenz beeinflusst wird und zweitens die Selbstinduktion nicht einwandfrei zu berechnen ist. Das Messen dieser beiden Grössen kann zwar mit grosser Genauigkeit erfolgen, allein auch die Messung ergibt, abgesehen davon, dass sie mit vielen Schwierigkeiten und viel Zeitaufwand verbunden und die eine Grösse, wie vorher betont, eine Variable ist, nicht die erforderliche Genauigkeit.

Bei der stetigen Vermehrung der auf dem Abstimmungsprinzip beruhenden drahtlosen Telegraphenstellen hat sich das Bedürfnis, die Frequenz der von einer dieser Stellen entsendeten Wellen direkt messen zu können, als ein hervorragendes erwiesen, und ist es demnach nahezu selbstverständlich, dass diesem Bedürfnisse Rechnung zu tragen gesucht und eine Reihe von Instrumenten geschaffen wurde, welche

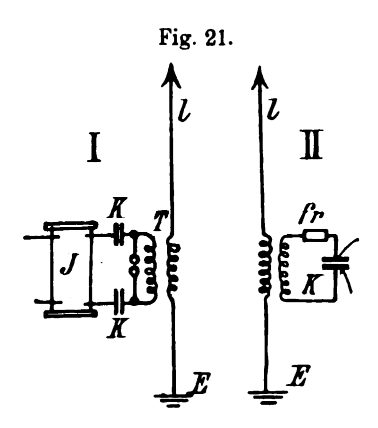
es nunmehr gestatten, die von einem Sendekreise entsendeten Wellen in Bezug auf ihre Frequenz mit grosser Genauigkeit bestimmen zu können.

Alle diese Instrumente beruhen insofern auf dem gleichen Grundprinzipe, als der als Wellenmesser dienende Empfangskreis durch Veränderung einer oder beider der in Betracht kommenden Grössen, d. i. Kapazität und Selbstinduktion, auf Resonanz eingestellt wird. Diese Resonanz tritt stets dann ein, wenn die ausgedrückte Frequenz dem Ausdrucke $2\pi\sqrt{LC}$ des Empfangskreises entspricht.

Da bezüglich der Mittel, mittels welcher diese Aenderung hervorgerufen wird, ebenso wie derjenigen, welche das Auftreten der Rezonanz, somit auch der erfolgten Abstimmung anzeigen, ganz bedeutende Unterschiede bestehen, unterscheiden sich die verwendeten Instrumente in Bezug auf äussere Form und konstruktive Ausgestaltung ganz wesentlich.

Ein kritischer Vergleich der verschiedenen Methoden und Instrumente in Bezug auf die praktische Verwendbarkeit ist dermalen noch nicht möglich, da hierfür nur eine wechselseitige Erprobung ausschlaggebend sein kann, welche aber bei der Neuheit der Systeme durchzuführen noch nicht möglich war. Da jedoch bei allen den nachstehend vorzuführenden Systemen der Wellenmessung, bevor mit denselben vor die Oeffentlichkeit getreten wurde, wie dies durch die Beschreibung erläutert wird, die Richtigkeit der theoretischen Voraussetzung durch den praktischen Versuch bestätigt gefunden wurde, ist anzunehmen, dass jede dieser Einrichtungen in ihrer Weise den wirklichen Anforderungen entspricht.

Fig. 21.



1. **Die Methode des Ingenieurs Grafen Arco zum Messen elektrischer Wellen.** Betrachtet man einen Sende- und einen Empfangskreis (Fig. 21), bei welchen der Geber I und der Empfänger II schematisch als geradlinige gestreckte und geerdete Drähte dargestellt sind, so zeigt sich, da der Erregerkreis mit dem Sendekreis und der Empfangskreis mit dem Anzeigekreis durch einen Transformator gekoppelt sind, dass in 3 Stromkreisen Resonanz hergestellt werden muss und zwar:

---

[1]) Elektrotechnische Zeitschrift 1903, H. 1.

1. zwischen den Erreger- und den Luftleiterschwingungen,

2. zwischen den Eigenschwingungen der Luftleiter an der Sende- und Empfangsstelle und

3. zwischen den Eigenschwingungen des Luftleiters der Empfangsstelle und dem eigentlichen Anzeigekreis.

Die bisherigen Methoden, um das Eintreten der elektrischen Resonanz zwischen den Eigenschwingungen der verschiedenen Systeme kenntlich zu machen, waren folgende:

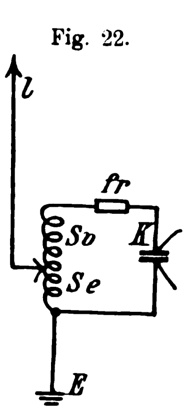
a) Resonanz zwischen Erregerkreis und Sendekreis. Zu diesem Zwecke wurde ein Hitzdraht-Ampèremeter mit einem Messbereich von 0,1—0,5 Ampère, welches mit einem Nebenschluss von veränderlicher Selbstinduktion ausgestattet ist, in den Luftleiter und zwar in der Nähe des Strombauches eingeschaltet. Die Frequenz des Gebers wurde dann so lange verändert, bis das Ampèremeter eine maximale Stromanzeige aufwies. Diese Bestimmung der Resonanz ist der Funkenmessung aus dem Grunde vorzuziehen, weil der Strombauch des Sendedrahtes stets zugänglich ist, der Spannungsbauch hingegen nicht. Auch liefert die Funkenmessung stets nur ein Mass für die Energieaufnahme des Senders, nicht aber, wie die Strommessung, auch ein solches für die Energieausstrahlung, welche für die Fernwirkung allein massgebend ist.

b) Abstimmung zwischen Sende- und Empfangsleiter, sowie zwischen Empfangsleiter und Anzeigekreis. Diese Abstimmung bot bisher grosse Schwierigkeiten. Sollte beispielsweise eine neu installierte Schiffsstation auf eine bereits bestehende Landstation abgestimmt werden, so blieb bisher nichts weiter übrig, als die neue Schiffsstation erst bei Annäherung an die Landstation durch Fernversuche, d. h. durch mühseliges Probieren abzustimmen, wozu jedoch in der Regel zu wenig Zeit zur Verfügung stand. Es liess sich daher eine sorgfältige Abstimmung nur selten und dabei mit grossen Schwierigkeiten durchführen.

Die neue Methode beruht nun auf der Vorherbestimmung der Empfangsabstimmung. Das charakteristische der neuen Methode lässt sich am besten aus dem Entstehungsversuche ersehen. Es wurde mit einem einzigen Sender dauernd stets ein und dasselbe Zeichen gegeben und von drei verschiedenen Empfangsstationen, deren jede an einen Luftleiter von verschiedener Länge angeschlossen war, aufgenommen und hierbei die Grösse der Abstimmungsspulen durch Probieren so genau als möglich bestimmt. Die hierbei verwendete Schaltung des Empfängers, bei welcher das Anzeigesystem in Abzweigung mit dem Luftleiter ge-

koppelt ist, zeigt Fig. 22. Es bedeutet hier l den Luftleiter, Sv die Verzweigungsspule, Se die Erdspule, fr den Fritter, K einen Kondensator und E die Erde. Das Fritterelement und das Empfangsrelais waren, wie durch die Abzweigung angedeutet ist, parallel zum Kondensator geschaltet. Der Versuch zeigte nun, dass bei allen drei Empfangsstationen, trotz der verschiedensten Längen der Luftleiter, die Grössen der Spulen Sv und Se bei Eintritt der Resonanz zwar verschieden waren, deren Summe jedoch stets konstant blieb. Da alle drei Anzeigekreise bei Resonanzeinstellung auf dieselbe Schwingungszahl, nämlich jene des Senders eingestellt waren, die Spulen mit dem Fritter und dem Kondensator K in Serie geschaltet sind, so ergibt sich hieraus, dass die Kapazitätsbelastung jeder Spule, bestehend aus dem Fritter fr und dem Kondensator K eine Konstante war. Nun betrug die Kapazität des Kondensators 0,01 Mikrofarad, hingegen war das Produkt aus Selbstinduktion und Kapazität an der Sendestelle nahezu 1000mal kleiner als das Produkt (Sv + Se) $\times$ K und zieht sich hieraus der Schluss, dass die Kapazität K diese Abstimmung nicht bewirken konnte, dass vielmehr

Fig. 22.



1. der Fritter vor dem Ansprechen, d. h. so lange sein Ohmscher Widerstand unendlich gross ist, einen Kondensator bildet, dessen Kapazität jedoch so klein ist, dass die Kapazität K bei Reihenschaltung beider unendlich gross wird und dass

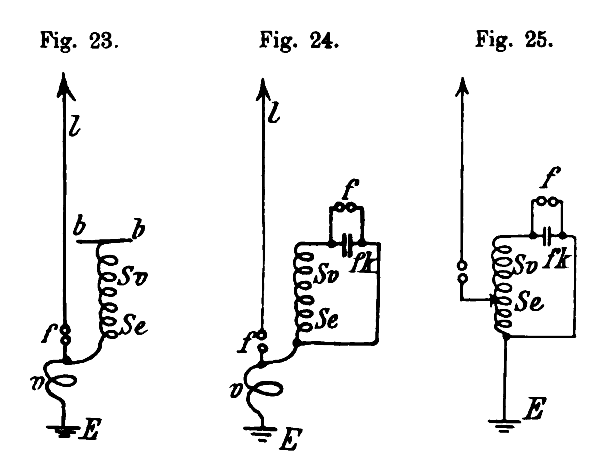
2. die Kapazität des Fritters allein in Verbindung mit der Selbstinduktion von Sv und Se die Abstimmung des Anzeigekreises bewirkt.

Zur Messung der Fritterkapazität wurde nun folgendes Verfahren angewendet: An den für diese Versuche benutzten Sender wurde nach der Schaltung (Fig. 23) die für die drei Empfänger ermittelte Selbstinduktionsspule Sv + Se angehängt und das obere Ende derselben mit der Kapazität eines Drahtes b—b belastet. Die Länge dieses Drahtes wurde nun so lange geändert, bis die angehängte Spule als Multiplikator wirkte und durch Funkensprühen anzeigte, dass sie mit der Geberfrequenz in Resonanz sei.

Die Kapazität des Drahtes b—b musste sodann mit der Kapazität des Fritters übereinstimmen, wenn die Selbstinduktion des ausgestreckten Drahtes der Selbstinduktion der Spule Sv + Se gegenüber sehr klein ist, was thatsächlich angenommen werden kann. Die Fritterkapazität lässt sich nach diesen Untersuchungen durch einen Draht von 350 mm

Länge und 1 mm Durchmesser, der 100 cm von der idealen Erde absteht, darstellen.

Die Anwendung einer Drahtkapazität hat jedoch den Nachteil, dass sie durch die verschiedenen Entfernungen von der absoluten Erde, sowie durch die Nähe von geerdeten Leitern unsichere und schwankende Werte ergibt. Um dies zu beseitigen, wurde an Stelle der Drahtkapazität ein Glasplattenkondensator von folgenden Abmessungen verwendet. Belaggrösse 14 cm². Abstand der Beläge 0,5 cm. Die Dielektrizitätskonstante des Glases war annähernd 7. Diese Kondensatoren werden als Fritterkondensatoren und ihre Kapazität als Fritterkapazität bezeichnet. Diese Kondensatoren wurden in der in Fig. 24 dargestellten



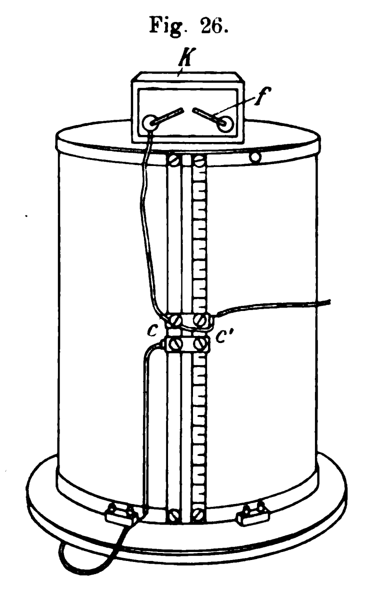
Weise geschaltet. Ueber dem mit fk bezeichneten Kondensator befindet sich eine kleine Messfunkenstrecke f zu demselben parallel geschaltet, und wird die Abstimmung durch Bestimmung der Funkenamplitude dieser Funkenstrecke gefunden. Bei der in Fig. 23 dargestellten Schaltung pulsieren die Schnellfrequenzströme zwischen dem die Fritterkapazität darstellenden Leiter b—b und Erde, wobei sie die Selbstinduktion der Luftleiterspule v durchfliessen, so dass diese Spule im Messsystem liegt, weshalb auch diese Selbstinduktion mit zur Messspulen-Selbstinduktion zu rechnen war. Bei der neueren Schaltung (Fig. 24) ist nun die Selbstinduktion v ausserhalb des Messschwingungs-Systemes gelegt, da die Fritterkapazität an beiden Enden der Messspule anliegt.

Durch die ein für allemal erfolgte Feststellung der Fritterkapazität, welche individuell nur wenig schwankt, lässt sich die Abstimmung

des Empfängers mit ziemlich grosser Genauigkeit voraus bestimmen. Der Vorgang spielt sich hierbei wie folgt ab:

Eine mit der Fritterkapazität belastete Spule, welche genau dieselben Konstruktionskonstanten haben muss, wie diejenige, welche später zum eigentlichen Empfang benutzt werden soll, wird an den Sender angeschlossen und ihre Länge und Windungszahl dann so lange geändert, bis sie mit den Geberschwingungen in Resonanz ist. Die Länge dieser Spule bezw. deren Windungszahl muss dann gleich der Summe Sv + Se sein. Es handelt sich nun nur noch darum, die Einzelwerte von Sv und Se zu finden, was folgendermassen geschieht:

Fig. 26.



An der Empfangsstelle wird der Luftleiter nicht nur durch Fernwirkungen, sondern durch irgend eine Geberanordnung nach Art der Schaltung in Fig. 25 erregt, wobei der Wert von Se annähernd geschätzt wird. Es wird nun Se und damit auch Sv so lange geändert, bis die mit der Fritterkapazität belastete Messspule sich in Resonanz mit den Eigenschwingungen des Luftdrahtes befindet. Auf diese Weise sind Sv und Se einzeln ermittelt, nachdem durch die vorhergehende Vorausbestimmung Sv + Se bestimmt war.

Eine praktische Ausführungsform der Empfangsspule zeigt Fig. 26, bei welcher die Werte von Sv und Se leicht und schnell durch einfaches Verschieben der beiden Gleitkontakte C C′ verändert werden können, oberhalb dieser Spule befindet sich die angeschlossene Fritterkapazität K mit der Messfunkenstrecke f. Bei den neuesten Ausführungsformen dieser Abstimmungsspule, die auch als Resonanzspule bezeichnet werden kann, werden die nicht eingeschalteten Windungen durch eine oder mehrere Kurzschlussverbindungen am Mitschwingen verhindert.

In neuester Zeit werden die Empfangsspulen überhaupt nicht mehr mit der Fritterkapazität belastet, sondern es wurde ein für allemal ein Reduktionsfaktor ermittelt, mit welchem die Windungszahl der unbelasteten Spule zu multiplizieren ist, um die mit der Fritterkapazität belastete Empfangsspule zu erhalten. Dieser Reduktionsfaktor

hat für die Normalspulen und die Fritter der „Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft“ den Wert von 0,54. Nach Feststellung der Abstimmungs-Windungszahl der unbelasteten Spule ist daher die so gefundene Zahl mit diesem Faktor zu multiplizieren, um die für den Empfänger richtige Windungszahl Sv + Se zu erhalten.

2. Der Wellenmesser von Dönitz und dessen Anwendung[1]). Das Prinzip der Wellenmesser im allgemeinen beruht darauf, irgend ein Normalsystem und zwar entweder ein „offenes“ oder ein „geschlossenes“ zu schaffen, in welchem entweder die Selbstinduktion oder die Kapazität oder beide veränderlich sind. Hierbei wird unter einem offenen Schwingungssystem ein solches verstanden, bei welchem Kapazität und Selbstinduktion in allen Punkten gleichzeitig vorhanden und mehr oder weniger über das ganze System gleichmässig verteilt sind, während bei dem geschlossenen Kapazität und Selbstinduktion getrennt von einander an bestimmten Punkten lokalisiert werden. Die offenen Systeme geben beim Eintreten elektrischer Schwingungen die schwingende Energie sehr rasch in Form elektrischer Strahlung ab, die Schwingungen klingen sehr schnell aus, es findet sonach starke Dämpfung statt. Dies gilt namentlich für gestreckte Drähte, während Spulen, die auch offene Systeme darstellen, weniger stark ausstrahlen und daher weniger gedämpft sind. Geschlossene Systeme geben im Gegensatze hierzu ihre Energie durch Strahlung fast gar nicht ab und sind daher elektrisch nur wenig gedämpft.

Die vorhin beschriebene Abstimmungsspule von Graf Arco ist nun nichts anderes als eine Resonanzspule besonderer Form. Das Eintreten der Resonanz wird daran erkannt, dass zwischen den Enden der Spulenwicklung eine maximale elektrische Spannung auftritt, welche durch Funkenmessung festgestellt werden kann. An der Skala wird die Anzahl der eingeschalteten Windungen abgemessen und lässt sich sodann die Wellenlänge mittels einer Eichungskurve leicht bestimmen. Da die Resonanz dann eintritt, wenn die Spulenlänge einer Viertelwellenlänge entspricht, berechnet sich die Gesamtwellenlänge nach $\lambda = 4nx$, wobei x einen der Eichungskurve entnehmbaren veränderlichen Faktor und n die abgelesene Einstellung des Schiebers bedeutet. Nun erweist sich die Resonatorspule für Zwecke der elektrischen Wellenmessung zwar sehr einfach, die Angaben sind aber nicht so genau, wie es die heutige Technik verlangt.

---

[1]) Elektrotechnische Zeitschrift 1903, H. 45.



Die Genauigkeit einer Wellenmessung hängt in der Hauptsache von den Dämpfungsverhältnissen und zwar sowohl des Messinstrumentes als auch des zu messenden elektrisch schwingenden Systemes ab. Je weniger beide gedämpft sind, desto genauer ist die Messung.

Da die Resonatorspule noch immer eine sehr starke Dämpfung und ausserdem noch eine sehr grosse Kapazitätsempfindlichkeit besitzt, ergibt sich deren Ungeeignetheit für genaue Messungen von selbst.

Für genauere Messungen sieht man sich daher bei der Konstruktion eines geeigneten Messinstrumentes auf die Anwendung eines wenig gedämpften „geschlossenen" Kreises verwiesen, da nur dieser die gegebenen Bedingungen erfüllt.

Ein Wellenmesser soll nun ein Apparat sein, der die unmittelbare Messung der Wellenlänge elektrischer Schwingungen, sowie die Untersuchung der Schwingungsvorgänge in einem elektrisch schwingenden Systeme in bequemer und genauester Weise gestattet.

Jeder geschlossene Schwingungskreis, welcher Selbstinduktion und Kapazität enthält, hat eine scharf ausgesprochene Eigenschwingung und eine ausgesprochene elektrische Wellenlänge, welch letztere sich auf Grund der Schwingungsformel

$$\tau = 2\pi \sqrt{CL}$$

und

$$\lambda = \tau v$$

aus den beiden physikalischen Grössen : der Kapazität C und der Selbstinduktion L berechnet.

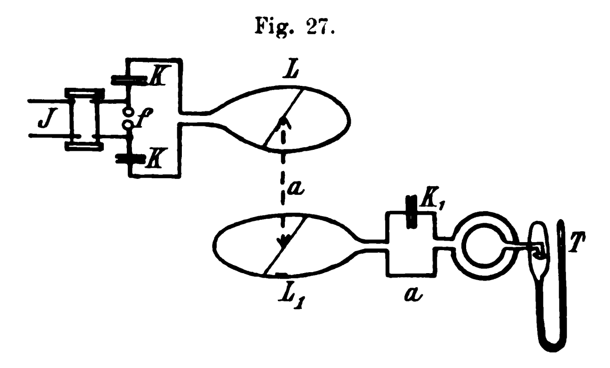
Durch Veränderung einer dieser oder auch beider Grössen kann die Schwingungsdauer bezw. die Wellenlänge eines geschlossenen Systemes innerhalb weiter Grenzen geändert werden. Wird nun ein aus Kapazität und Selbstinduktion bestehender geschlossener Schwingungskreis durch irgend ein anderes elektrisch schwingendes System zum Mitschwingen angeregt, so wird es um so lebhafter mitschwingen, je mehr dieser Kreis in seinen elektrischen Grössen „Kapazität und Selbstinduktion" den Bedingungen für die Resonanz in Bezug auf den erregenden Kreis entspricht.

Dieses mehr oder minder lebhafte Mitschwingen, welches sich durch Auftreten grösserer oder kleinerer Spannungen bezw. Stromstärken kennzeichnet, dient zur Beurteilung, inwieferne ein elektrischer Schwingungskreis in Bezug auf seine elektrischen Grössen dem erregenden Schwingungskreise gleichgestimmt ist.

Um den Nachweis der Richtigkeit dieser Anschauung zu erbringen, wurde die Versuchsanordnung (Fig. 27) benützt. Ein geschlossener,

die Kapazitäten K und die Selbstinduktion L enthaltender Schwingungskreis wurde durch das Induktorium J geladen. Beim Entladen der Kapazitäten über die Funkenstrecke f traten in diesem Kreise elektrische Schwingungen von ganz bestimmter Schwingungsdauer auf. Ein zweiter geschlossener Schwingungskreis mit der veränderlichen Kapazität K und der Selbstinduktion L_1 wurde mit einem empfindlichen Hitzdrahtinstrument T (Luftthermometer) zwecks Beobachtung der in diesem Kreise auftretenden Schwingungen induktiv gekoppelt. Dieser zweite, als Resonatorkreis bezeichnete Schwingungskreis wurde nun dem erregenden Schwingungskreise genähert, um durch induktive Erregung zum Mitschwingen gebracht zu werden. Durch Veränderung der veränderlichen Kapazität K_1 wurde dieser Kreis mehr oder weniger

Fig. 27.



zum Mitschwingen angeregt, was sich durch einen grösseren oder kleineren Strom im Luftthermometer sofort erkennen liess.

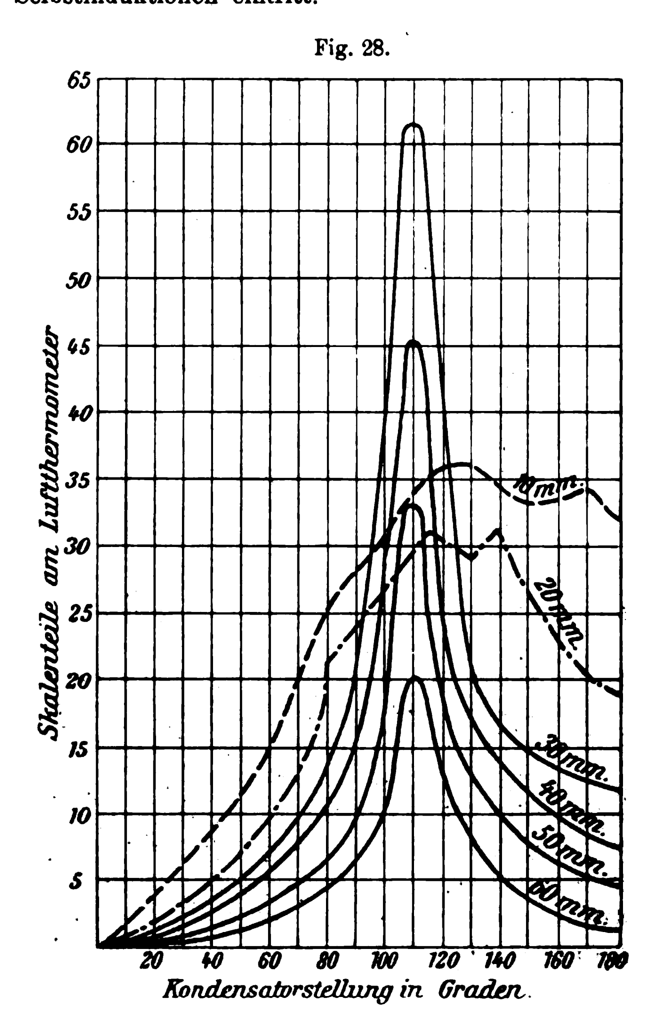
Diese Versuche zeigten nun, dass es von grossem Einflusse ist, wie weit die beiden Selbstinduktionen L und L_1 einander genähert werden, d. h. wie gross die Entfernung a ist. Die Wirkung war eine viel geringere, wenn die beiden Selbstinduktionen sehr nahe aneinander gelegt wurden (feste Koppelung), als wenn sie sich in einem bestimmten Abstande voneinander (lose Koppelung) befanden.

Bei der festen Koppelung bewirkt der im Resonatorkreise durch Induktion auftretende Strom eine Rückwirkung (gegenseitige Induktion), so dass sich keine reine Schwingung ausbilden kann und eine Verzerrung der Resonanzkurve auftritt.

Durch stetige Vergrösserung der Entfernung a gelangt man endlich zur günstigsten „losen Koppelung“ d. i. jene, bei welcher bei schärfster Resonanz die Stromamplitude im Resonatorkreise ein Maximum erreicht. Bei weiterer Entfernung der beiden Selbstinduktionen nimmt

die Stromamplitude ab, wogegen nur eine unwesentliche Aenderung in der Schärfe der Resonanz eintritt. Die Ergebnisse dieser Beobachtungen sind in den Kurven (Fig. 28) niedergelegt. Nach diesen zeigt sich, dass die günstigste „lose Koppelung“ bei ca. 30 mm Abstand der beiden Selbstinduktionen eintritt.

Fig. 28.



Die Stromamplitude ist hier bei schärfster Resonanz fast doppelt so gross, wie bei fester Koppelung. Für Zwecke der Rechnung darf nur jene Resonanzlage in Berücksichtigung gezogen werden, welche man bei der günstigsten losen Koppelung erhält, da man sonst mit bedeutenden Fehlern zu rechnen hätte.

Um nun nachzuweisen, dass eine Veränderung der beiden Grössen „Kapazität" und „Selbstinduktion" die entsprechende Aenderung der anderen Grösse bedingt, dass also

$$LC = \text{konstant}$$

sein muss, um Schwingungen gleicher Wellenlänge im erregten Kreise zu erhalten, wurde folgender Versuch unternommen:

Das erregende System enthielt folgende elektrische Grössen:

$$C = 0{,}001108 \text{ Mikrofarad,}$$
$$L = 126 \text{ cm.}$$

Hierbei wurde C gemessen und L nach der Formel

$$L\,\text{cm} = \pi\,\frac{D}{2}\left(4 \lg n \frac{8D}{d} - 8\right)$$

berechnet, wobei D den Durchmesser des als Selbstinduktion verwendeten Kupferringes d die Drahtdicke a und n die Windungszahl bedeutet. Auch die Selbstinduktion des erregten Kreises bestand aus einem einfachen Kupferringe. Beide Selbstinduktionen wurden so dimensioniert, dass die Länge der Drahtwindung gegenüber der Wellenlänge sehr klein war, somit alle Ströme „quasistationär" werden, d. h. dass die Stromintensitäten in allen Punkten der Strombahn gleiche Phase hatten.

Ausser den beiden Selbstinduktionen L im Erregerkreise und L_1 im Resonatorkreise, welche berechnet werden konnten, befanden sich in jedem dieser Kreise noch unberechenbare Selbstinduktionen, welche bestimmt werden mussten und für die Versuchsanordnung im erregenden Systeme mit $L\,x = 48{,}6$ cm und im Resonatorkreis mit $L\,y = 483{,}0$ cm ermittelt wurden. Mit dieser Einrichtung wurden zwei Versuche unternommen, deren Ergebnisse in der nachstehenden Tabelle niedergelegt erscheinen. Bei Versuch I war im Resonatorkreis bloss die Selbstinduktion L_1 angeschlossen. Durch entsprechende Einstellung der veränderlichen Kapazität c_v wurde die Resonanzeinstellung gesucht.

Bei dem Versuche II wurde L_1 nicht geändert, um keine Aenderung des Kuppelungsgrades hervorzurufen, hingegen wurde bei a (Fig. 27) eine weitere Selbstinduktion von $L_2' = 703$ cm eingeschaltet, wobei die Anordnung so getroffen wurde, dass sich die Kraftfelder der einzelnen Selbstinduktion gegenseitig nicht beeinflussen konnten. Hierauf wurde die veränderliche Kapazität so lange geändert, bis wieder volle Resonanz auftrat.

Die für die Kapazität des Resonanzkreises gefundenen Werte sind in die Tabelle eingesetzt. Es zeigt sich hieraus, dass jede Ver-

grösserung der Selbstinduktion, soll Resonanz herrschen, eine Verminderung der Kapazität notwendig macht, vorausgesetzt, dass die Verhältnisse des Erregerkreises ungeändert bleiben.

	Erregendes System				Reservatorkreis				
	C Mikrofarad	L_1 cm	$L_\varkappa$ cm	$C(L_1+L\lambda)$	cv Mikrofarad	L_2 cm	L'_2 cm	$cv\,(L_2+Ly+L'_2)$	
Vers. I	0,001108	126,6	48,6	0,19279	0,0003162	126,0	—	0,19256	0,1%
„ II	konst.	konst.	konst.	0,19279	0,0001485	126,0	703,0	0,19483	1,1%

Diese auch nach anderer Richtung hin für verschiedene Wellenlängen durchgeführten Versuche zeigten, dass sich die in Fig. 27 dargestellte Versuchsanordnung zur Konstruktion eines Apparates verwenden lässt, mittels welchem die Wellenlängen elektrischer Schwingungssysteme mit grosser Genauigkeit bestimmt werden können.

Der auf Grund dieser Erwägungen geschaffene Apparat wurde so eingerichtet, dass ein Kapazität und Selbstinduktion enthaltender geschlossener Schwingungskreis mit einem Hitzdrahtinstrumente induktiv verbunden ist, welches die in dem ersteren Stromkreise auftretenden Stromstärken anzeigt.

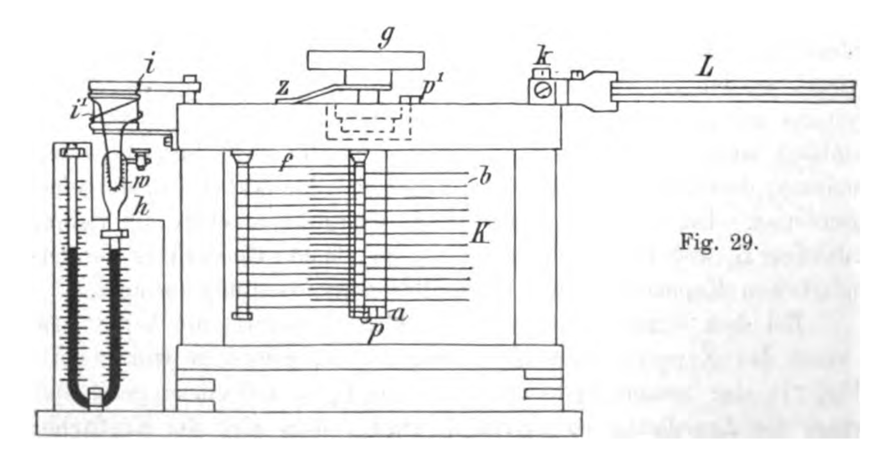


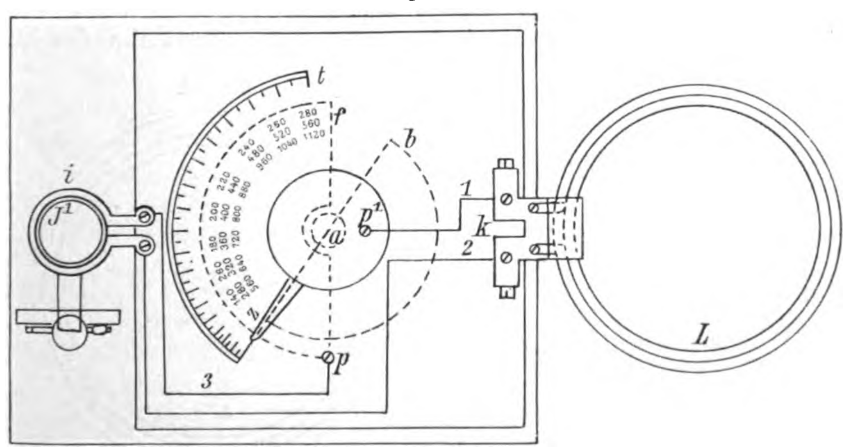
Fig. 29.

Die Einrichtung ist so getroffen, dass die Kapazität des geschlossenen Schwingungskreises innerhalb weiter Grenzen fortlaufend verändert werden kann, wobei die Einstellvorrichtung mit einem Zeiger zwangläufig verbunden ist, welcher die jeweilige Kapazität bezw.

die Wellenlänge an einer vorgesehenen Skala direkt abzulesen gestattet. Durch das Hitzdrahtinstrument kann der Zeitpunkt, zu welchem Resonanz eintritt, zu welchem demnach die Kapazität die hierfür notwendige Grösse erreicht hat, genau bestimmt werden.

Eine Ausführungsform dieses Wellenmessers, welche sich durch kompendiösen Bau und grossen Messbereich auszeichnet, ist in den Fig. 29 bis 32 dargestellt. Bei dieser lässt sich nicht nur die Kapazität fortlaufend, sondern auch die Selbstinduktion in ganz bestimmten Abstufungen ändern. Diese Abstufungen sind so bemessen, dass die allmähliche Veränderung der Kapazität bei Verwendung der folgenden

Fig. 30.



Stufen der Selbstinduktion zur fortlaufenden Erweiterung des Messbereiches mit herangezogen wird.

Der geschlossene Schwingungskreis wird bei diesem Messinstrumente durch die Selbstinduktionswindungen L (Fig. 29 und 30) gebildet, welche mittels der Anschlussklemmen k mit dem Kondensator K und durch die Pole p p′ mit der primären Windung i der Induktionswickelung in der durch die Verbindungsleitungen 1, 2, 3 dargestellten Weise (Fig. 30) verbunden werden.

Der Kondensator K ist ein regulierbarer Plattenkondensator, welcher zur Erzielung vollkommener Isolation in einen mit Paraffinöl gefüllten Behälter eingesetzt ist. Dieser Kondensator besteht aus zwei Sätzen parallel und gleich weit voneinander angebrachter Platten von halbkreisförmiger Gestalt. Einer dieser Sätze ist feststehend und sind dessen Platten mit dem Pole p verbunden. Der zweite Satz, dessen Platten mit dem Pole p′ in Verbindung stehen, ist so angeordnet,

dass sich alle Platten gemeinsam verdrehen lassen und hierdurch mit einer mehr oder minder grossen Oberfläche zwischen die feststehenden Platten zu liegen kommen. Es wird sonach, der jeweiligen Drehrichtung entsprechend, die Kapazität des Kondensators vergrössert oder verringert. Die Drehung erfolgt mit Hilfe des Griffes g. Die Grösse der Kapazität ist nun so gewählt, dass bei einer Einstellung von z. B. 200° die Kapazität viermal so gross ist als bei einer Einstellung von 50°. Es kann sonach allein durch Veränderung der Kapazität des variablen Kondensators ein Messbereich von λ bis 2λ beherrscht werden, was bei einer bestimmten in den Schwingungskreis eingeschalteten Selbstinduktion L einer Wellenlänge von 280 bis 560 m entspricht.

Die Selbstinduktionswickelung L, welche mit den Anschlussklemmen k durch einen leicht lösbaren Stöpselkontakt verbunden ist,

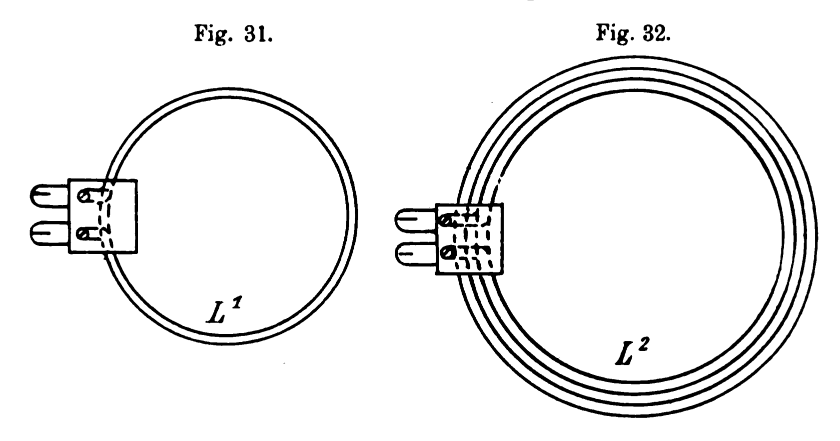


Fig. 31. Fig. 32.

lässt sich nun leicht gegen eine der beiden dem Apparate beigegebenen Wickelungen L^1 und L^2 (Fig. 31 und 32) auswechseln. Die Selbstinduktionen dieser drei Wickelungen sind nun so bemessen, dass bei entsprechender Umstöpselung die Selbstinduktionen des Schwingungskreises im Verhältnis $^1/_4 : 1 : 4$ geändert werden.

Da diese Werte nur mit ihren Quadratwurzelbeträgen Einfluss auf die Wellenlänge ausüben, so gilt jeder Teilstrich der Skala bei Verwendung der Selbstinduktion L für den einfachen, bei Verwendung von L^1 für den halben und bei Verwendung von L^2 für den doppelten Wert einer gewissen Wellenlänge. Es wird hierdurch, da bei der Stöpselung von L durch Aenderung der Kondensatorkapazität Wellenlängen von 280 bis 560 m gemessen werden können, durch Einstellung der Selbstinduktionen L^1 und L^2 der Messbereich des Instrumentes auf Wellenlängen von 140 bis 1120 m erweitert.

Die zur Anwendung gelangenden Schwingungskreise mit den Selbstinduktionswerten L, L^1 und L^2 wurden so kombiniert, dass den Bedingungen, welche die Stefanschen Formeln stellen, so weit als möglich entsprochen wurde. Die Selbstinduktionen wurden nach der Formel berechnet:

$$L = 4\pi a n^2 \left[\left(1 + \frac{3b^2 + c^2}{96a^2}\right) \lg n \frac{8a}{\sqrt{b^2 + c^2}} - y_1 + \frac{b^2}{16a^2} y_2\right] + 4\pi a n \left(\lg n \frac{\Delta}{\delta} + 0{,}15494\right)$$

in welcher

a den mittleren Radius der Spule,
n die Anzahl der Drahtwindungen,
b die Breite }
c die Höhe } des Rechteckes, welches der Querschnitt einnimmt,
Δ den Durchmesser des umsponnenen Drahtes und
δ den Durchmesser des nackten Drahtes bedeuten.

Die Werte y_1 und y_2, welche von $x = \frac{c}{b}$ abhängen, wurden einer Tabelle entnommen.

Die Selbstinduktionen der Zuleitungen 1, 2, 3 (Fig. 30) wurden gleichfalls rechnerisch bestimmt.

Fehler, die bei dieser Berechnung etwa unterlaufen sein mögen, konnten unberücksichtigt bleiben, da die Werte dieser Selbstinduktionen gegenüber der Gesamtselbstinduktion des Schwingungskreises verschwindend klein sind.

Die sekundären Windungen i^1 der Induktionswickelung (Fig. 29) bilden mit dem Hitzdrahtinstrument einen Stromkreis für sich. Die Stromverhältnisse dieses Kreises sind infolge der induktiven Kuppelung mit dem eigentlichen Schwingungskreise den Verhältnissen dieses Kreises analog und gestatten daher einen unmittelbaren Schluss auf diesen.

Die Wirkung des eigentlichen Strommessers oder Hitzdrahtinstrumentes, welches als Luftthermometer ausgebildet ist, beruht darauf, dass der Widerstand w, wenn er stromdurchflossen ist, sich erwärmt, diese Wärme an die umgebende Luft abgibt, welche sich wieder ausdehnt und auf die Flüssigkeit in der kommunizierenden Röhre einen Druck ausübt, wodurch der Flüssigkeitsspiegel der rechtsseitigen Röhre nach abwärts und jener der linksseitigen nach aufwärts gedrückt wird. Die sich hieraus ergebende Höhendifferenz der beiden

Flüssigkeitsspiegel gibt ein Mass für die erzeugte Wärme, sohin auch für die im Schwingungskreise herrschende Stromstärke.

Der mit dem Griffe g des Kondensators fest verbundene Zeiger z bestreicht bei der Drehung dieses Griffes die Skala t (Fig. 30), welche nach Wellenlängen eingeteilt und entsprechend den drei Selbstinduktionen mit den, drei Messbereichen entsprechenden, Teilungen versehen ist. Der Zeiger zeigt somit die in dem Schwingungskreise auftretende Wellenlänge an, welche der Grösse der eingestellten Kapazität und der Grösse der gestöpselten Selbstinduktion entspricht.

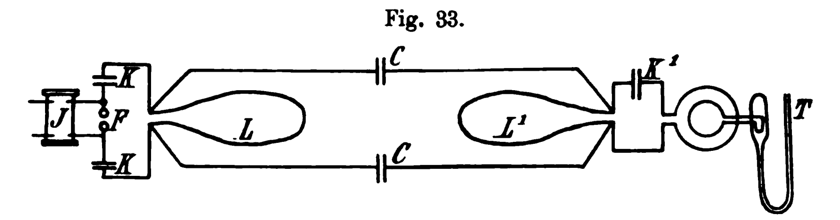
Eine absolute Eichung des Apparates wäre mit grossen Schwierigkeiten verbunden gewesen und wurde dieselbe daher rechnerisch vorgenommen, indem aus den verschiedenen Kapazitätseinstellungen C und den jeweilig gestöpselten Selbstinduktionen L die Länge λ der Wellen nach der eingangs vorgeführten Schwingungsformel berechnet wurde. Die Eichung des Kondensators wurde hierbei nach bekannten Methoden mit grosser Genauigkeit durchgeführt. Dass die Selbstinduktionen mit hinreichender Genauigkeit berechnet waren, hat die Prüfung des Wellenmessers selbst ergeben. Diese Prüfung wurde nun wie folgt vorgenommen: Ein elektrisch schwingendes System von vorher genau bestimmter Wellenlänge, z. B. $\lambda = 560$ m, wurde mit dem Wellenmesser, welcher mit der Selbstinduktion L gestöpselt war, lose gekuppelt. Nun wurde das schwingende System des Wellenmessers durch Veränderung der Kapazität auf Resonanz eingestellt und zeigte der Zeiger auf der mittleren Skala 560 an. Wurde statt L L^2 gestöpselt und neuerdings auf Resonanz eingestellt, so zeigte Skala III (bei 1 % Genauigkeit) wieder 560 an. Die Kapazität des Kondensators war hierbei $^1/_4$ jener des vorhergehenden Falles.

Dass an Stelle einer veränderlichen Selbstinduktion eine veränderliche Kapazität gewählt wurde, lag einesteils in der hierdurch erreichten verhältnismässig einfachen Konstruktion, anderenteils aber darin begründet, dass bei der angegebenen Form des Kondensators eine proportionale Skala verwendet werden konnte, welche die Ablesung wesentlich erleichterte. Man erhält da die Werte der beiden Grössen, Kapazität und Selbstinduktion, wie aus der Schwingungsformel hervorgeht, nur mit ihren Quadratwurzeln einen Einfluss auf die Wellenlänge haben, für diesen Wellenmesser die bequeme quadratische Teilung.

Da der Wellenmesser einen grossen Messbereich zu beherrschen hat, so kann der Fall vorkommen, dass einmal eine grosse Kapazität mit einer kleinen Selbstinduktion, das andere Mal eine kleine Kapa-

zität mit einer grossen Selbstinduktion den Schwingungskreis bildet. Nimmt nun der Wellenmesser in beiden Fällen die gleiche Energie auf, dann würde im ersteren Falle im Schwingungskreise ein grösserer Strom fliessen als im zweiten Falle. Hierdurch würde auch das Hitzdrahtinstrument, wenn es direkt in diesen Stromkreis eingeschaltet wäre, auch einen grösseren Ausschlag geben, wie in jenem Falle, in welchem die Stromstärke kleiner ist. Um dies zu vermeiden und den Ausschlag dieses Instrumentes in brauchbaren Grössen zu halten, wird

Fig. 33.

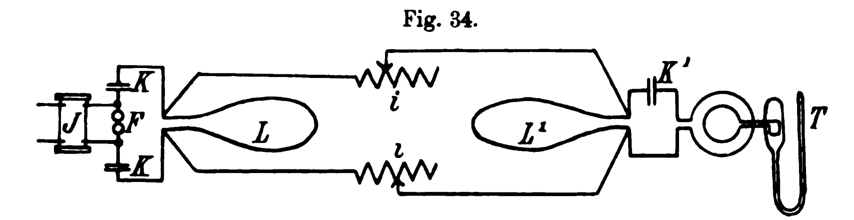


das Hitzdrahtinstrument induktiv erregt, und ist die Anordnung so getroffen, dass die sekundären Windungen i¹ der Induktionswickelung, den primären Windungen i genähert oder von denselben entfernt werden können.

Ausser der hier besprochenen elektromagnetischen Kuppelung können noch andere Kuppelungsarten zur Anwendung gelangen, und zwar

I. Die elektrostatische Kuppelung (Fig. 33), bei welcher

Fig. 34.



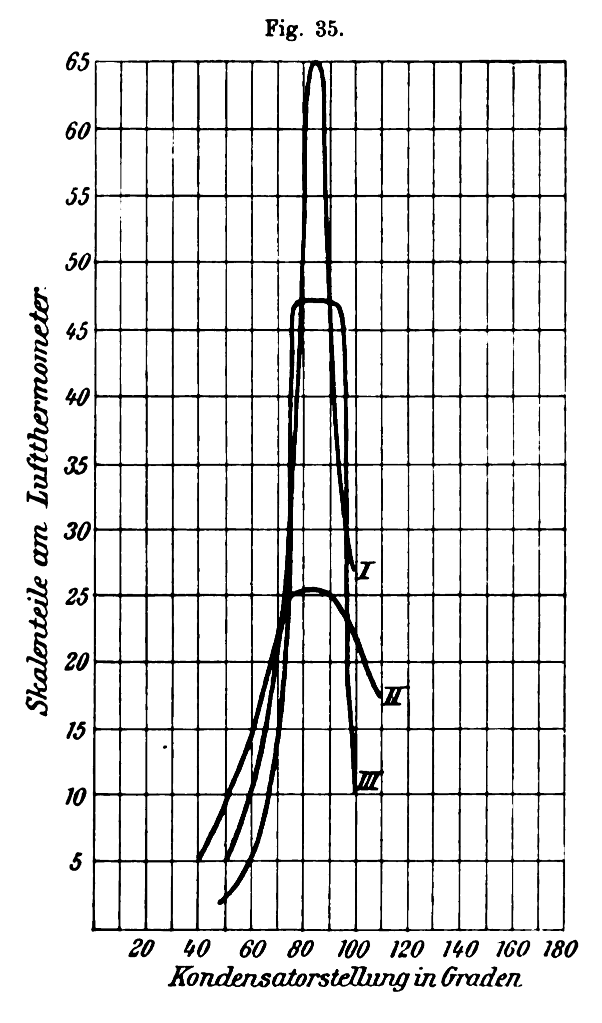
das zu untersuchende System mit dem Wellenmesser unter Zwischenschaltung von Kondensatoren C C verbunden wird. Durch Vergrössern oder Verkleinern der beiden Kapazitäten CC lässt sich der Wellenmesser mit dem System „fest" oder „lose" kuppeln. Auch hier gibt es bei Wahrung der Symmetrie eine Kondensatoreinstellung, welche als die günstigste „lose Kuppelung" zu bezeichnen ist. Kurve II in Fig. 35 zeigt die Resonanzkurve der günstigsten „losen elektrostatischen Kuppelung".

II. Die galvanische Kuppelung (Fig. 34), bei welcher das

zu untersuchende System mit dem Wellenmesser unter Zwischenschaltung von Selbstinduktionen i i verbunden wird.

Auch hier lässt sich durch Vergrössern und Verkleinern der Selbstinduktionen eine „günstigste lose Kuppelung“ herausfinden, deren Resonanzkurve durch Kurve III in Fig. 35 dargestellt ist.

Fig. 35.



Kurve I in Fig. 35 zeigt die Resonanzkurve bei der günstigsten losen elektromagnetischen Kuppelung. Ein Vergleich dieser drei Resonanzkurven zeigt, dass alle drei Kuppelungsarten dieselbe Resonanzlage angeben, dass aber die Schärfe der Resonanz bei der elektromagnetischen Kuppelung am grössten ist, sich also die Resonanzlage

mit viel grösserer Genauigkeit bestimmen lässt, weil schon eine sehr kleine Veränderung der Kapazität eine sehr merkliche Aenderung der Stromstärke im Hitzdrahtinstrument hervorruft.

Wird mit dem Wellenmesser ein zu untersuchendes elektrisch schwingendes System auf eine dieser drei Arten gekuppelt, so findet sich die Wellenlänge einfach dadurch, dass die Kapazität und nötigenfalls auch die Selbstinduktion so lange verändert wird, bis das Hitzdrahtinstrument ein Maximum der Stromstärke anzeigt, sich also die elektrischen Schwingungen des Wellenmessers in Resonanz mit den zu untersuchenden Schwingungen befinden. Die Stellung des Zeigers gibt dann die gesuchte Wellenlänge direkt an.

Soll untersucht werden, ob in einem gegebenen Schwingungskreise mehrere Schwingungen und welcher Art enthalten sind, so beobachtet man, ob und bei welchen Einstellungen des Wellenmessers bei fortlaufender Veränderung der Kapazität Strommaxima auftreten. Es lassen sich hierbei auch die einzelnen Wellenlängen an der Skala direkt ablesen.

Die Beobachtung der Anzeigen des Hitzdrahtinstrumentes in der Richtung, ob der Ausschlag bei kleineren Veränderungen der Kapazität rasch oder langsam abnimmt, lässt auch einen sicheren Schluss auf die Schärfe der betreffenden Welle zu.

Soll die Schärfe der Resonanz von zwei Wellen verschiedener Wellenlänge ermittelt werden, so ist der Wellenmesser für beide Messungen auf die günstigste „lose Kuppelung“ einzustellen und ist sodann der Ausschlag des Hitzdrahtinstrumentes durch Einstellen der beweglichen Induktionswindungen i^1 auf dieselbe Grösse zu bringen.

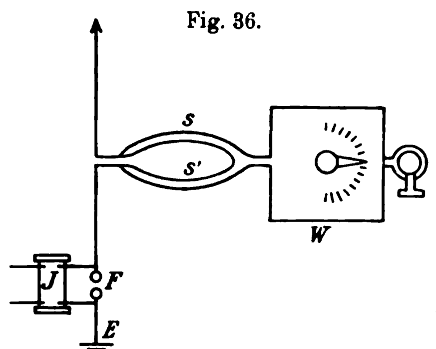
Es lassen sich mit diesem Wellenmesser auch die elektrischen Schwingungen eines gerade gestreckten Drahtes (Luftdraht) beobachten, und ist es hierbei gleichgültig, ob dieser Draht an einen Selbstinduktion und Kapazität enthaltenden geschlossenen Schwingungskreis (aufgezwungene Schwingungen) oder aber direkt nur an Kapazität angeschlossen ist.

Für diese Untersuchungen sind dem Apparate noch drei Drahtschlingen beigegeben, welche in die drei Selbstinduktionswindungen des Wellenmessers hineingehangen werden können. Diese Drahtschlingen haben nur je eine Windung und werden in den Luftdraht eingeschaltet, wodurch sich dessen Selbstinduktion kaum merklich ändert. Die im Luftdraht erregten Schwingungen durchlaufen, wie sich aus den Fig. 36 und 37 ergibt, auch die eingeschaltete Drahtwindung und induzieren in den Selbstinduktionswickelungen des Wellen-

messers einen Strom, wodurch derselbe zum Mitschwingen angeregt wird.

Die Beobachtung der Schwingungsvorgänge und Bestimmung der Wellenlänge erfolgt hierbei genau in der bereits beschriebenen Weise.

Fig. 36.

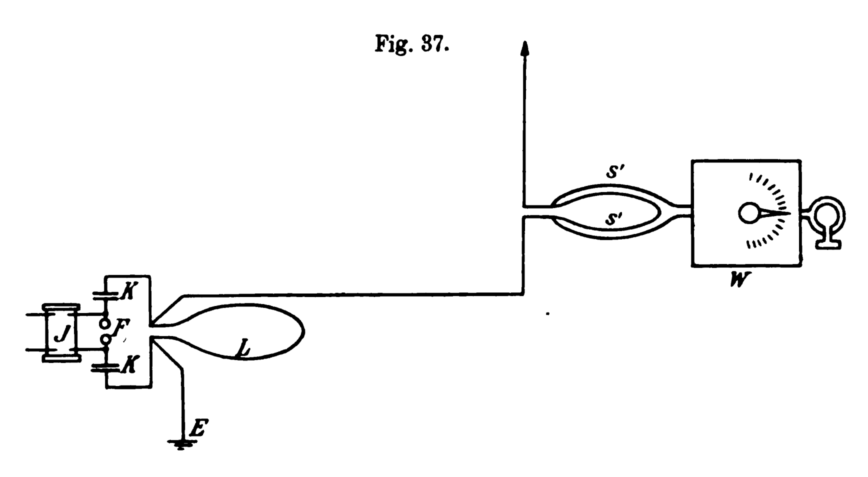


Die Messungen an einer Sendestation für drahtlose Telegraphie werden in folgender Weise durchgeführt: Zunächst wird die Resonanzkurve bezw. die Wellenlänge des zur Verfügung stehenden Luftdrahtes mittels Hilfe der Marconischaltung (Fig. 36) bestimmt.

Sodann wird das Sendesystem (Fig. 38) untersucht und die Kapazität desselben so eingestellt, dass der Wellenmesser die gleiche Wellenlänge wie früher anzeigt. Hierdurch sind für die Zwecke der Resonanz, welche die grösste Stromaufnahme des Luftleiters sichert, Sendesystem und Luftleiter aufeinander abgestimmt.

Nunmehr werden Sendesystem und Luftdraht (Fig. 37) gekuppelt und die gemeinsame Welle im Luftdraht bestimmt. In diesem Falle

Fig. 37.



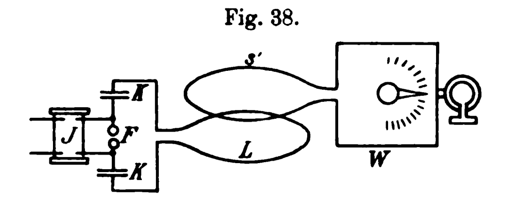
zeigt, da Sendesystem und Luftleiter relativ festgekuppelt sind, der Wellenmesser ganz richtig zwei Schwingungen an, welche für einen gegebenen Fall den Wellenlängen $\lambda = 355$ m und $\lambda = 435$ m entsprachen. Von diesen beiden Wellen hatte die längere Welle die

grössere Amplitude, so dass das Empfangssystem auf diese Wellenlänge abzustimmen war.

Ist einmal die Wellenlänge des Senders bekannt, so bietet es keine weiteren Schwierigkeiten mehr, die Empfangsstelle auf diese Länge einzustellen.

3. Der Multiplikationsstab von Slaby zum Messen der Wellenlängen[1]). Die Mittel zur Bestimmung der Wellenlänge gewinnen für die Funkentelegraphie eine immer grössere Bedeutung. Ein solches Instrument hat, wenn es wirklich praktisch verwertbar sein soll, folgenden Bedingungen zu entsprechen. Es soll 1. die Wellenlänge angeben, wie sich solche im freien Raume ausbildet, 2. eichfähig, 3. handlich und transportfähig sein und 4. eine Genauigkeit der Messung bis zu 1 % gestatten.

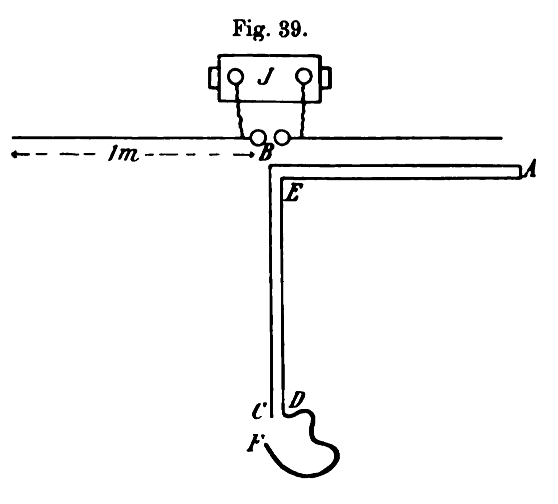
Fig. 38.



Der von Slaby konstruierte Multiplikationsstab entspricht allen diesen Bedingungen und soll dessen Genauigkeitsgrenze noch viel schärfer als die angegebene sein.

Der Ausgestaltung dieses Instrumentes liegt folgendes Prinzip zu Grunde: Wird zu einem in Fig. 39 dargestellten linearen Schwingungssystem, welches Viertelwellenlängen von angenommen 1 m erzeugt, ein rechtwinkelig gebogener Schleifenempfänger von der Gesamtlänge 4 m in entsprechender Entfernung parallel zu einem Teile des geraden Leiters gelegt, so nimmt dieser die Schwingungen auf. Bei Untersuchung der Schleife zeigen sich für A B C und A E D die ganz gleichen Spannungskurven, mit Knotenpunkten in

Fig. 39.



[1]) Elektrotechnische Zeitschrift 1903, H. 50.

B und E und Spannungsbäuchen in A, C und D. Hierbei sind die Spannungen in C und D von gleicher Grösse und gleicher Phase, so dass zwischen C und D keine Spannungsdifferenz besteht. Wird jedoch bei D ein Draht von der halben Länge der Schleife, also gleich 2 m angelegt, so erhält man zwischen den Punkten F und C eine fast doppelt so grosse Spannung wie früher zwischen A und D und gleichzeitig eine Phasenverschiebung von 180°. Wird dieser Draht FD zu einer Spule aufgewickelt, so entsteht eine weitere beträchtliche Spannungssteigerung. Die verschiedensten Versuche hatten stets das gleiche Ergebnis, welches sich wie folgt feststellen lässt: Wird an den Spannungsbauch eines Schwingungsleiters ein Draht von der halben Wellenlänge angeschlossen, so kann die Endspannung auf das mehrfache gesteigert bezw. multipliziert werden, wenn man den Anschlussdraht zu einer Spule wickelt. Slaby hat deshalb solche einpolig angeschlossene Spulen, welche auf die Wellenlänge abgestimmt sind, als Spannungsmultiplikatoren bezeichnet. Die Kurve, welche den Spannungsverlauf längs des in Spulenform aufgewundenen Drahtes verzeichnet, zeigt jedoch gegenüber jener Kurve, welche für den gestreckten Draht ermittelt wurde, eine bedeutende Verzerrung. Nach weiteren Untersuchungen tritt diese Spannungssteigerung dann am stärksten auf, wenn die Länge des zur Spule gewickelten Drahtes etwas kleiner als $\frac{\lambda}{2}$ wird. Das geschilderte Phänomen wurde schon früher von Tesla und auch dem französischen Arzte Oudin beobachtet und erkannt. Die Teslasche Anordnung ist in Fig. 40 und die Oudinsche in Fig. 41 dargestellt.

Fig. 40.

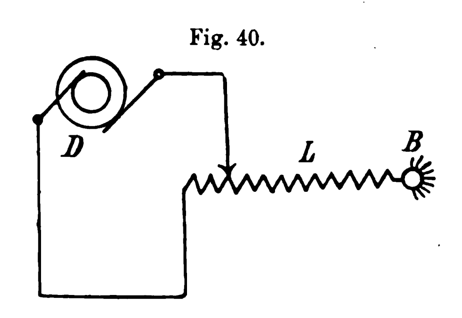
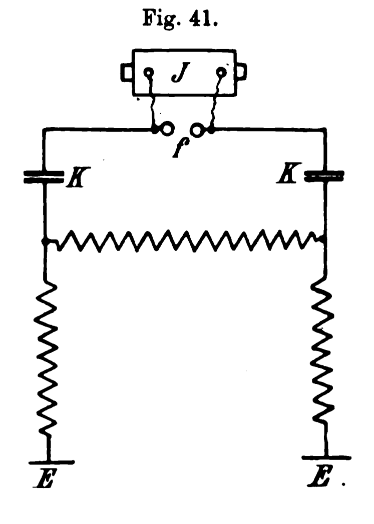


Fig. 41.



Tesla konnte bei Anwendung disruptiver Entladungen den

Spannungsbauch am Ende der Spule durch eine phosphorescierende Glasbirne B nachweisen.

Zur Erklärung dieser Erscheinung geht Slaby von der Beobachtung eines geerdeten Drahtes aus. Wird einem geerdeten Drahte etwas über dem Erdungspunkte eine schwingende Ladung von bestimmter Frequenz zugeführt, so nimmt er zwei Arten von Schwingungen an, deren eine der Frequenz der Ladung, die andere der Eigenschwingung des Drahtes entspricht. Je näher der Erregungspunkt dem Erdungspunkt liegt, desto geringer wird die Wirkung. Entspricht die Periodenzeit der aufgedrückten Schwingungen, der Eigenschwingungsperiode des Drahtes, d. h. ist die Selbstinduktion und Kapazität des Drahtes so bemessen, dass $T = 2\pi\sqrt{CL}$ ist, so besteht zwischen der erzwungenen Schwingung und der Eigenschwingung Resonanz, und die Eigenschwingung erfolgt mit maximaler Intensität. Hierbei sind L und C die wahren Werte, die sich von den für gleichmässige Strom- und Spannungsverteilung abgeleiteten durch einen Formfaktor unterscheiden, der von der Art der Verteilung abhängt. Unter Voraussetzung eines harmonischen Gesetzes wird

$$L = \frac{2}{2\pi} \cdot 2l \cdot \ln\frac{l}{r} \quad \text{und} \quad C = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{l}{2\ln\frac{l}{r}} \cdot \frac{1}{v^2}$$

in elektromagnetischen Einheiten, wobei l die Länge, r den Halbmesser des Drahtes und v die Lichtgeschwindigkeit bedeutet. Setzt man diese Werte in die Formel für die Periodenzeit, so erhält man

$$v \cdot T = 4l = \lambda \quad \text{oder} \quad \frac{\lambda}{4} = l,$$

wobei vorausgesetzt wird, dass die Fortpflanzung der elektrischen Schwingungen mit Lichtgeschwindigkeit erfolgt.

Dies ist jedoch nur für blanke geradlinig gestreckte Drähte, welche sich weit ab von leitenden Massen befinden, zulässig. Zu Spulen geformter Draht, sowie die Nähe leitender Körper ändert die einfache Beziehung zwischen Draht und Wellenlänge, doch entspricht auch hier die Schwingungsfrequenz nach wie vor der Formel

$$T = 2\pi\sqrt{CL}.$$

Es kann sonach jedes beliebige geerdete Drahtgebilde dann in maximale Eigenschwingungen versetzt werden, wenn dessen Produkt CL der aufgedrückten Frequenz entspricht. Dieses Produkt ist demnach allein von bestimmendem Einfluss. Es wird von Slaby mit dem Namen „Schwingungskapazität" belegt. Nach dem vorhergehen-



den **schwingen alle geerdeten Drahtgebilde, die mit einer bestimmten Frequenz elektrisch erregt werden, dann in Resonanz, sobald sie gleiche Schwingungskapazitäten besitzen, welche die Gleichung** $T = 2\pi\sqrt{CL}$ erfüllen.

Dabei können die elektrostatischen Werte von C sehr verschieden sein. Die Kapazitäten sind aber von hervorragender Bedeutung für die vom Schwingungsgebilde oder Schwingungskreis aufzunehmende Energie.

Ist A die Ladungsenergie, die dem Schwingungskreis innerhalb einer Viertelperiode zugeführt wird, so ist, wenn man von der Dämpfung absieht, die sekundliche Schwingungsenergie

$$A_s = \frac{2E^2C}{T} = \frac{E^2}{\pi}\sqrt{\frac{C}{L}},$$

worin E den Mittelwert der Ladungsspannung ausdrückt.

Es zeigt diese Formel, dass „**die Energie der Eigenschwingung, bei gegebener Ladespannung, um so grösser ist, je grösser die elektrostatische Kapazität und je kleiner die Selbstinduktion des Schwingungskreises wird.**

Um dies zu erweisen, denke man sich im Abstande e zwei blanke Drähte von der Länge l und dem Durchmesser 2r parallel geführt. Diese Drähte besitzen bei gleichmässig verteilter Ladung von gleichem Vorzeichen eine elektrostatische Kapazität

$$C = \alpha\,\frac{2l}{2\ln\frac{l}{r}},$$

wobei der Koeffizient α von der Entfernung e abhängt und stets < 1 ist, da die zwei geladenen Drähte eine gegenseitige entelektrisierende Wirkung aufeinander ausüben. Der Selbstinduktionskoeffizient eines solchen Doppeldrahtes wäre, da die Drähte parallel verlaufen, nur halb so gross wie der eines einfachen Drahtes, wenn nicht die gegenseitige Induktion vorhanden wäre, die die Selbstinduktion der gleichgerichteten Ströme um einen ebenfalls von der Entfernung e abhängigen Betrag vermehren würde. Der Selbstinduktionskoeffizient des Doppeldrahtes ist sonach, wenn man von dem Formfaktor absieht,

$$L = \frac{1}{\beta}\,l\ln.\frac{l}{r},$$

wobei der Koeffizient β von e abhängig und stets < 1 ist. Die Schwingungskapazität des Doppeldrahtes ist demnach unter Berücksichtigung des Formfaktors $\frac{2}{\pi}$

$$C L = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{\alpha}{\beta} \cdot l^2.$$

Nun muss, wie eine einfache Ueberlegung lehrt und auch durch Versuche bestätigt wird, $\alpha = \beta$ sein. Die Schwingungskapazität der Paralleldrähte ist demnach

$$C L = \frac{4}{\pi^2} l^2,$$

also genau so gross wie die eines einfachen Drahtes. Die Wellenlänge wird nicht verändert, dagegen die elektrostatische Kapazität im Verhältnis $1 : 2\alpha$ vergrössert, die Selbstinduktion hingegen im gleichen Verhältnisse verringert. Die sekundliche Schwingungsenergie wächst aber mit $\sqrt{\frac{C}{L}}$ und nimmt daher im Verhältnisse $1 : 2\alpha$ zu.

Würden n solcher Drähte parallel geführt werden, so würde sich die Energieaufnahme und damit auch die Fernwirkung im Verhältnisse $1 : n\alpha$ steigern, ohne die Resonanz zu ändern. Da der Wert von α mit der Entfernung der Drähte anwächst und für sehr grosse Entfernungen gleich 1 wird, ist es vorteilhaft, die Paralleldrähte in möglichst weitem Abstande zu führen.

Bei einer solchen Anordnung wird auch die Dämpfung durch Ausstrahlen elektrischer Massen vermindert. Die grössere Kapazität, welche die verfügbare Schwingungsenergie aufnimmt, verhindert das übermässige Anwachsen der Oberflächenspannung an den Enden der Drähte, so dass der dielektrische Widerstand der Luft nicht so leicht durchbrochen werden kann. Es ist dies für die Fernwirkung sehr günstig, indem jede derartige im Dunklen sichtbare Ausstrahlung als ein Energieverlust angesehen werden muss.

Um die Wirkung eines solchen erregten Schwingungskreises sichtbar zu machen, wie dies für Messzwecke unbedingt erforderlich ist, muss aber der entgegengesetzte Weg eingeschlagen werden und ist daher die Kapazität so zu wählen, dass eine möglichst starke Ausstrahlung (Elektronenstrahlung) stattfindet. Will man daher eine möglichst grosse Oberflächenspannung erzielen, so ist eine sehr kleine elektrostatische Kapazität mit grosser Selbstinduktion zu vereinigen.

Dies lässt sich nun in der einfachsten Weise durch Anordnung des Schwingungsleiters in Spulenform erreichen. Es wird hierbei auf eine magnetische Fernwirkung der Schwingungen gänzlich verzichtet und eine möglichst kräftige Elektronenstrahlung angestrebt. Die Versuche von Dr. Seibt (siehe Die Fortschritte auf dem Gebiete

der drahtlosen Telegraphie aus der Sammlung elektrotechnischer Vorträge S. 137) zeigen, in welch kräftigem Masse dies erreichbar ist.

Der Multiplikator als Wellenmesser verlangt demnach die intensivste Elektronenstrahlung. Zur Untersuchung der Bedingungen, von welchen diese Strahlung abhängt, sei eine cylindrische Spule mit einer einzigen Wickelungslage angenommen, deren eines Ende geerdet ist, während das andere Ende frei in die Luft ragt. Diese Spule werde nun auf irgend eine Art elektrisch so erregt, dass sie in Resonanz und einer Viertelwelle elektrisch schwingt, wobei sich am Erdungspunkte ein Knoten und am freien Ende ein Bauch der Spannung ausbildet. Sei für die Verteilung von Strom und Flächenspannung zur Annäherung das harmonische Gesetz angenommen und bezeichne h die Länge der Spule, L^1 und C^1 die Selbstinduktion und Kapazität bei gleichmässig verteilter Strömung und Spannung, und c die Kapazität für die Längeneinheit der Spule, so lassen sich die folgenden Formeln [1]) anwenden und zwar für die Maximalladung pro Längeneinheit am freien Ende:

$$q_0 = \alpha \frac{\sqrt{C^1 L^1}}{2h},$$

und für die maximale Ladespannung:

$$V_0 = \frac{q_0}{c} = \frac{\alpha \sqrt{C^1 L^1}}{2hc} = \frac{\alpha \sqrt{C^1 L^1}}{2C^1} = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{L^1}{C^1}}.$$

Ist nun, wie anzunehmen, das Verteilungsgesetz für Strom und Spannung das gleiche, so ist auch

$$\frac{L^1}{C^1} = \frac{L}{C},$$

wenn L und C die wahren Werte bedeuten, und wird

$$V_0 = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Die Elektronenausstrahlung hängt nun in erster Linie von dem Potential V_0 ab und wird um so kräftiger, je grösser die Selbstinduktion und je kleiner die Kapazität der Spule ist.

Wird sich, da die Kapazität einer Spule nicht zu berechnen ist, mit Näherungen beholfen und dementsprechend die Spule als ein

---

[1]) Slaby, „Die wissenschaftlichen Grundlagen der Funkentelegraphie". Elektrotechnische Zeitschrift 1902, S. 168.



metallischer cylindrischer Leiter vom Durchmesser 2r und der Länge h betrachtet, so berechnet sich die Kapazität nach der Formel:

$$C = \frac{h}{2\left[\ln\left(\frac{h}{2} + \sqrt{v^2 + \frac{h^2}{4}}\right) - \ln . r\right]}.$$

Es wurden nun Spulen mit 14 m Draht von 1 mm Kupferseele mit Gummi isoliert von 4,65 mm Gesamtstärke, auf Pappencylinder von 15, 20 und 30 cm Durchmesser in eng aneinander liegenden Windungen gewickelt und deren Kapazitäten gemessen, bezw. nach vorstehender Formel berechnet und die gefundenen Ergebnisse miteinander verglichen. Selbe erwiesen sich als ziemlich übereinstimmend, und gestatteten die gefundenen Beziehungen, die Kapazität längerer Spulen durch die Formel

$$C = p \cdot \frac{h}{2 \ln \frac{h}{r}}$$

näherungsweise zu berechnen, wobei p ein Korrektionsglied bezeichnet, welches ausser von der Verteilung noch von Ganghöhe, Isolation, Durchmesser und Gerüstmaterial abhängt.

Die bekannte theoretische Formel zur Berechnung des Selbstinduktionskoeffizienten einer Spule für Hochfrequenzströme

$$L = \frac{4\pi n^2 s}{h} = \frac{\pi^2 n d^2}{g} = \frac{\pi^2 h d^2}{g^2},$$

in welcher s die Spulenfläche, n die Windungszahl, d den Durchmesser der Windungen und g die Ganghöhe bezeichnen, bedarf nach Botelli und Magri einer Korrektion, welcher durch einen Faktor q Rechnung getragen wird. Man erhält demnach:

$$L = q \cdot \frac{\pi^2 h d^2}{g^2},$$

und für:

$$\frac{L}{C} = 2\frac{q}{p} \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{g^2} \cdot \ln\frac{h}{r}.$$

Es ergibt sich hieraus, da $\ln\frac{h}{r}$ mit zunehmendem Spulendurchmesser stark abnimmt, dass die Elektronenstrahlung des Multiplikators hauptsächlich von der Ganghöhe abhängt.

Soll demnach der Multiplikator als Messinstrument verwendet werden, so können für denselben nur Drähte von sehr kleinem Durch-

messer und mit sehr dünnem Isolationsmaterial in Betracht kommen. Mit Kupferdraht von 0,1 mm Dicke und einfacher Seidenumwickelung wurden gute Resultate erzielt, bessere aber mit dem gleichen Draht, dessen Isolation aus einem äusserst dünnen Ueberzug von Celluloseacetat bestand.

Aus den angegebenen Formeln für Kapazität und Selbstinduktion lassen sich auch die Eigenschwingungen einer Spule näherungsweise berechnen, indem

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}\sqrt{CL} = \gamma \frac{hd}{g\sqrt{\ln\frac{2h}{d}}}$$

ist, wobei γ einen Koeffizienten bedeutet, von dem zu untersuchen blieb, ob und innerhalb welcher Grenzen er als eine Konstante anzusehen ist. Eingehende Untersuchungen mit Stäben aus den verschiedensten Materialien, auf welche die Drähte aufgewickelt wurden, deren Ergebnisse in Tabellen niedergelegt erscheinen, zeigen, dass dieser Koeffizient von einer gewissen Länge ab als eine Konstante des Stabes betrachtet werden kann, indem die berechneten Wellenlängen von den gemessenen nur um wenige Zehntelprozent abwichen, wobei die Abweichungen in erster Linie der Ungleichförmigkeit der Ganghöhe zugeschrieben werden müssen, da die Stäbe auf der Drehbank mit der Hand gewickelt waren. Die beste Elektronenstrahlung zeigten auf Glas gewickelte Stäbe. Bei Verwendung gleichartigen Materiales und konstanter Ganghöhe ist γ nur eine Funktion der Stabdicke und lässt sich die Teilung des Stabes, wenn die Kurve für γ einmal ermittelt ist, leicht durch Rechnung finden.

Die so gewickelten Stäbe werden von Slaby als „Multiplikationsstäbe" bezeichnet.

Das von den Multiplikationsstäben bisher Gesagte gilt nur unter der Voraussetzung, dass der Multiplikationsstab nur in einer Viertelwelle schwingt. Es muss daher die Schwingungsenergie des zu messenden Kreises unter Aufrechterhaltung dieser Bedingung auf den Stab übertragen werden. Ein direkter Drahtanschluss ist unzulässig, weil dadurch eine Verzerrung der Welle eintritt und der Anschlusspunkt im allgemeinen kein Knotenpunkt ist.

Der Multiplikationsstab muss sich daher stets in einer solchen Entfernung vom Schwingungskreise befinden, so dass er weder eine Rückwirkung auf diesen ausübt, noch dessen Kapazität vom Schwingungskreise beeinflusst werden kann.



Ursprünglich wurden zwei gleiche Multiplikationsstäbe einpolig miteinander verbunden und in einer halben Welle schwingen gelassen, wobei sich in dem Verbindungsdraht von selbst ein Knotenpunkt herstellte. Wenn sich die auf diese Weise geschaffenen Instrumente auch durchaus bewährt haben, so zeigte sich doch, dass sie nicht in der Nähe des Strombauches, sondern am Spannungsbauch eines Schwingungskreises am besten einzustellen waren.

Späterhin wurden die Multiplikationsstäbe einpolig geerdet, was im Laboratorium, welches der ganzen Ausdehnung nach mit Zink belegt war, sich leicht durchführen liess. Es stellte dieser Zinkbelag eine künstliche Erde von 9000 cm Kapazität dar. Es zeigte sich jedoch, dass die Kapazität des menschlichen Körpers (annähernd 100 cm) vollkommen ausreicht, um bei Berührung des Multiplikatorendes diesem das Potential null aufzudrücken. Hält man den einseitig in einer Metallfassung endigenden Multiplikatorstab an dieser mit der linken Hand und fährt mit Daumen und Zeigefinger der rechten Hand am Stabe entlang, so kommt die Spitze bei einer bestimmten Stelle zum Sprühen. Das intensivste Sprühen zeigt sich dann, wenn man die freie Spitze des Multiplikationsdrahtes dem Schwingungskreise zuwendet. Man wählt zu diesem Zwecke am besten jene Stellen des Schwingungskreises, an welchen sich die stärksten Oberflächenspannungen ausbilden, also zwischen Kondensator und Spule. Befestigt man an dieser Stelle ein zugespitztes Drahtstückchen, so ändert sich, wie Versuche zeigten, die Frequenz des Schwingungskreises nicht, es nimmt aber das Sprühen des Multiplikationsstabes zu und man kann sich mit dem Stabe weiter vom Schwingungskreise entfernen.

Schärfere Einstellung erreicht man, wenn man mit einem etwa 2 mm dicken, kurzen Metallstabe, der durch einen Litzendraht und daran befestigten Metallteller geerdet ist, entlang des Multiplikationsdrahtes fährt. Selbst auf Holzboden liegend ruft dieser Metallteller eine bemerkbare Verstärkung des Sprühens hervor.

Eine sichere Messung mit dem Multiplikationsstabe verlangt, wie gezeigt wird, die Innehaltung eines gewissen Abstandes vom Schwingungskreise. Die auftretenden Sprühfunken sind dabei aber sehr schwach und wegen ihrer blauvioletten Farbe kaum zu erkennen. Nach verschiedenen Versuchen, die Wirkung zu verstärken, wurde als wirksamste Methode gefunden, die violette Strahlung auf fluoreszierende Substanzen wirken zu lassen. Es wurden kleine Plättchen mit Kristallen von Bariumplatincyanür bedeckt und unter die Spitze des Stabes gebracht, und erhielt man hierdurch thatsächlich einen intensiven hell-

grünen Lichtpunkt, der selbst im direkten Sonnenlichte noch erkennbar blieb. Eine fackelartige Ausbreitung des Leuchtens wurde dadurch erreicht, dass Blattgold auf dem fluoreszierenden Plättchen verrieben wurde. Das Erscheinen einer hellgrünen, blitzartig auftretenden Lichtfackel zeigt die erreichte Abstimmung des Instrumentes an.

Die Aichung der Instrumente bot anfänglich grosse Schwierigkeiten, da die Berechnung der Frequenz von Schwingungskreisen mit eingeschalteten Flaschenkapazitäten zu grossen Ungenauigkeiten führt, indem diese Kapazitäten von der Frequenz beeinflusst werden und die Anwendung von Luftkondensatoren nur in beschränktem Umfange möglich wird. Auch die Selbstinduktionen lassen sich nicht einwandfrei berechnen, indem sie durch die in geschlossenen Räumen immer vorhandenen Metallmassen stark verändert werden.

Es wurde auch beabsichtigt, die Aichung der Stäbe direkt in Wellenlängen, die sich auf die Ausbreitung der Störungen im freien Raume beziehen, durchzuführen. An geradlinig gestreckten blanken Drähten erfolgt die Ausbreitung der Störung mit derselben Geschwindigkeit wie im Raume und darf daher angenommen werden, dass die an selben gemessenen Wellenlängen mit jenen im freien Raume übereinstimmen. Da jedoch auch hier benachbarte Metallmassen das Ergebnis wesentlich beeinflussen, wurde die Aichung im freien Raume an langen, 2 m über dem Erdboden ausgespannten Drähten, die in der Mitte durch eine Funkenstrecke erregt wurden, ausgeführt. Die Einstellung der Multiplikationsdrähte erfolgte im Dunklen an den Drahtenden und in solcher Entfernung, dass eine nachweisbare Kapazitätswirkung ausgeschlossen war.

Für den praktischen Gebrauch werden drei Multiplikationsstäbe mit verschiedenem Messbereiche unter nachfolgender Bezeichnung in einem leicht transportablen Etui untergebracht.

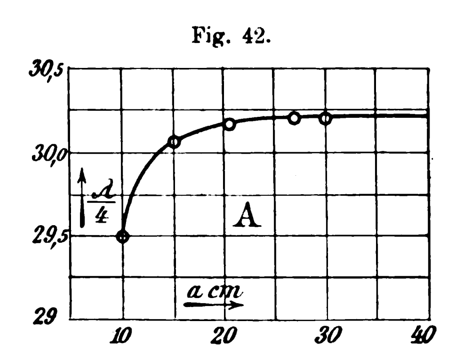
Bezeichnung der Stäbe	Durchmesser in cm	Länge in cm	Messbereich für $\frac{\lambda}{4}$ in m
A	1	80	25 bis 50
B	2	80	10 „ 100
C	4	80	100 „ 200

Für Messung grösserer Wellenlängen lässt sich unschwer noch ein Stab mit etwas grösserem Durchmesser, der bis zu $\frac{\lambda}{4} = 300$ m reicht, hinzufügen.

Die Stäbe sind mit seidenumsponnenem Kupferdraht von 0,1 mm Kupferseele gewickelt und haben eine durchschnittliche Ganghöhe von 0,2 mm.

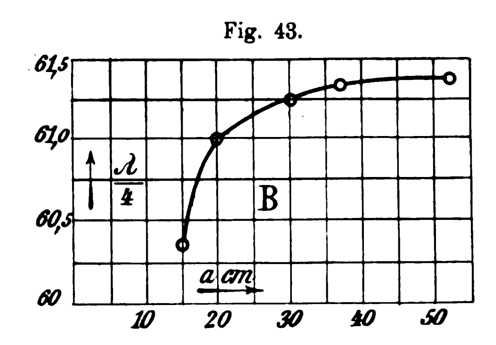
Bei Verwendung von 0,1 mm dickem Kupferdrahte, der mit einer äusserst dünnen Schicht von Celluloseacetat überzogen ist und welcher eine Ganghöhe von 0,1 mm zulässt, können die Stäbe bei gleichem Messbereich auf die Hälfte der angegebenen Längen reduziert werden.

Fig. 42.



Da der Multiplikationsstab in einem gewissen Abstande vom Schwingungskreise, dessen Wellenlänge bezw. Frequenz gemessen werden soll, gehalten werden muss, weil sonst die Schwingungskapazität durch den Erregerkreis erheblich beeinflusst wird, wurden zur Bestimmung des minimalen Abstandes die Stäbe horizontal in veränderlichem Abstande von einer strahlenden Spitze eingestellt. In den Fig. 42 bis 44

Fig. 43.



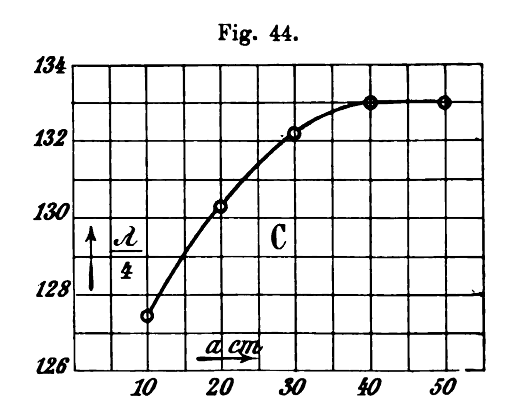
sind die abgelesenen Wellenlängen als Funktion des Abstandes aufgetragen und ergibt sich hieraus, dass die kleinste einzuhaltende Entfernung für den Stab A 20 cm, für den Stab B 35 cm und für den Stab C 40 cm beträgt.

Aus Fig. 45 lässt sich die Art und Weise der Anordnung ersehen. Es bezeichnet hier S den zu messenden Schwingungskreis, M den Multiplikationsstab, m die Metallhülse am unteren Ende des Stabes und L den Metallschuber, der längs der Drahtwindungen verschoben

wird. Aus Fig. 46 ist die Art und Weise der Durchführung der Messung zu entnehmen.

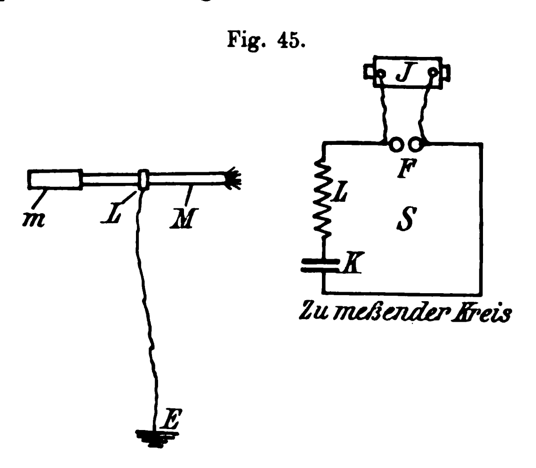
Die Methode des Kapitäns Ferrié[1]. Bei dieser Methode, welche einige Aehnlichkeit mit der Methode des Ingenieurs Grafen

Fig. 44.



Arco besitzt, wird von der Thatsache ausgegangen, dass ein an einen schwingenden Kreis angeschlossener Leiter gleichfalls in Schwingungen versetzt wird und dass diese Schwingungen dann am kräftigsten auftreten, wenn die Eigenschwingungsperiode dieses Leiters mit der Schwingungsperiode des Erregerkreises übereinstimmt.

Fig. 45.



Wird demnach an einen Luftdraht A (Fig. 47), welcher durch irgend eine Anordnung in elektrische Schwingungen versetzt ist, an dem Punkte M nahe der Erdverbindung ein gut isolierter Draht L

[1]) Bulletin de la Société Internationale des Electriciens.

angeschlossen und in diesen Draht ein Hitzdrahtampèremeter H eingeschaltet, so lässt sich aus den Ablenkungen dieses Messinstrumentes folgendes feststellen:

Verlängert man den Draht fortschreitend, so vergrössert sich die Intensität, welche durch das Ampèremeter zur Anzeige gelangt, in

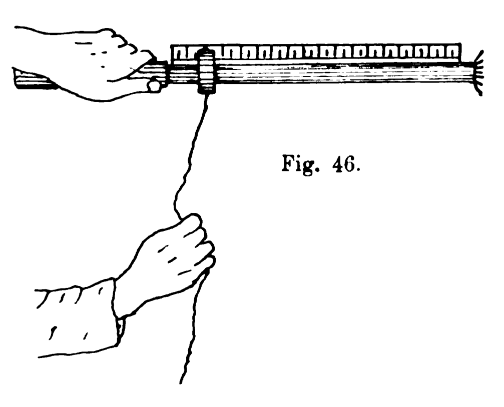


Fig. 46.

gleichem fortschreitendem Masse bis zu einem deutlich ausgesprochenen Maximum. Dieses Maximum fällt aber bei weiterer Verlängerung des Drahtes bis auf 0 ab, um sodann wieder anzuwachsen und neuerdings das Maximum zu erreichen. Die auftretenden Maxima und Minima finden sich stets in ganz gleichen Abständen. Der absolute Wert des

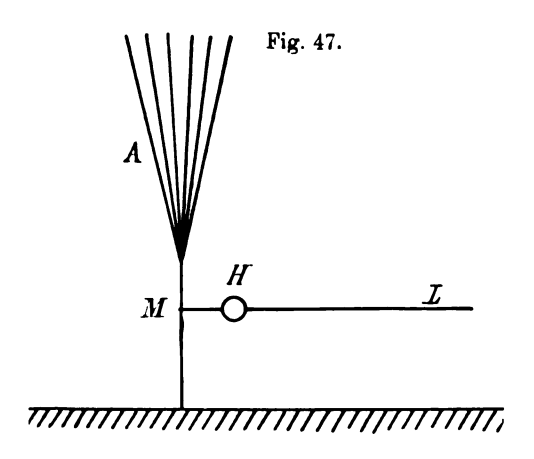


Fig. 47.

Maximums fällt hierbei rasch ab, so dass sich das Maximum sehr genau bestimmen lässt.

Die durch das Ampèremeter bestimmten Maximalintensitäten sind erwiesenermassen jene stationären Wellen, welche in dem horizontalen

Drahte entstehen. Es entspricht sonach die Länge des Drahtes, bei welcher das erste Maximum auftritt, genau einer Viertelwellenlänge der in dem Luftdrahte auftretenden Schwingungen, weil sich die Schwingungen in diesem Zeitpunkte in Uebereinstimmung befinden.

Wenn man daher in allen Stationen und für alle Formen der Luftdrähte einen derartigen horizontalen Draht verwendet und denselben in dem gleichen Abstande vom Erdboden befestigt, so kann man die Länge der Welle im Luftdrahte der vierfachen Länge des horizontalen Drahtes, bei welcher das erste Intensitätsmaximum auftritt, gleichsetzen.

Es hat sich durch diese Methode, bei Verwendung nur eines direkt erregten Luftdrahtes, bestätigt, dass die Regel der Viertelwellenlänge bis auf Längen von 800 m (mittelst Luftballon) sehr genau stimmt. In gleicher Weise wurde festgestellt, dass sich die Wellenlänge mit der Vermehrung der Drähte und ebenso mit deren Ausbreitung in bemerkenswerter Weise vergrössert.

Sobald der Luftdraht indirekt erregt wird, so schwingt er mit der Periode des Erregungskreises und nicht mit der konstanten Eigenschwingungsperiode. Auch hier ist die Energie der Schwingungen ein Maximum, wenn die Periode der aufgedrückten Schwingung mit der Periode der Eigenschwingung übereinstimmt.

Um dies zu erreichen, wird in den Luftdraht ein Hitzdrahtinstrument, ebenfalls nahe der Erdungspunkte, eingeschaltet und sodann der Erregerkreis durch Aenderung der Konstanten so lange eingestellt, bis der Strommesser ein Maximum der Intensität anzeigt.

Bezüglich dieser Methode, deren Grundzüge bereits von Slaby gegeben wurden, lässt sich nur anführen, dass sie zwar die Länge der Wellen im Luftdrahte, aber nicht auch der im Raume sich ausbreitenden Wellen angibt und dass die Verlängerung der Drähte an und für sich eine ziemlich schwierige sein dürfte und anderseits auch die Manipulation nicht rasch durchführbar ist. Für die Praxis der Wellentelegraphie, welche die Möglichkeit einer raschen, dabei aber genauen Wellenmessung erfordert, dürfte sich daher diese Methode wohl wenig eignen.

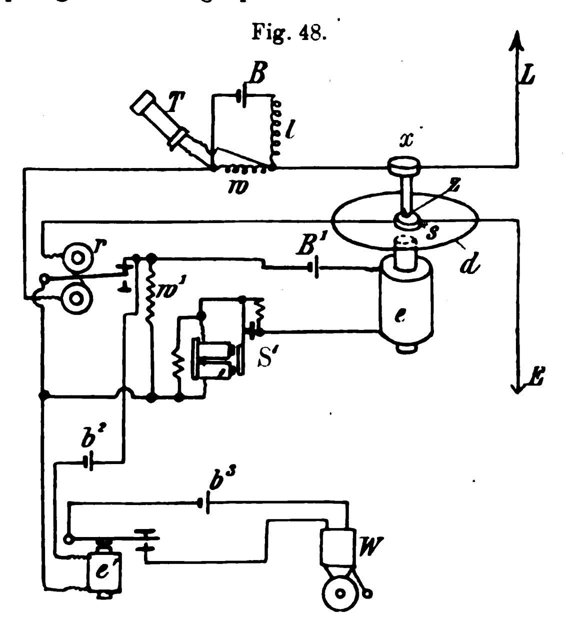
F. Neuerungen an Wellenanzeigern.

Die früher für die Anzeige der Wellen im Gebrauche gestandenen Fritter wurden nach und nach durch andere weit empfindlichere Wellenanzeiger, die auf elektrolytischen, bolometrischen und anderweitigen

physikalischen Grundlagen aufgebaut sind, verdrängt. Nur die selbstthätig entfrittenden Fritter scheinen sich wegen ihrer grossen Empfindlichkeit und stets gleichbleibenden Wirkung noch zu behaupten. Wie aus den folgenden Beschreibungen zu ersehen, sind die Mittel, die zur Erzielung der Wellenanzeige verwertet werden, sehr verschiedene und ist es in einem Falle bereits gelungen, den Wellenanzeiger direkt zur Zeichenaufnahme mit benutzen zu können. Es ist dies der einzige Fall, dass die durch die einlangenden Wellen hervorgerufene Widerstandsänderung im Wellenanzeiger nicht zur Zeichenaufnahme im Wege der Uebertragung auf ein besonderes Empfangsinstrument herangezogen wird.

Das Radioskop von S. G. Brown[1]). S. G. Brown benutzt für den Empfang wellentelegraphischer Nachrichten eine Einrichtung,

Fig. 48.



welche er mit dem Namen Radioskop bezeichnet. Fig. 48 stellt ein Schema dieser Einrichtung dar. Der Fritter besteht hier aus einer metallischen Spitze z, welche auf einer Stahlscheibe s aufruht. Diese Stahlscheibe ist auf einer Metallmembrane d aufmontiert. Dieser Fritter ist nun in den Kreis LxwrdE eingeschaltet, wobei L den Luftdraht, w einen Widerstand, r die Windungen eines Relais und E die Erde darstellen. Ein Telephon T im Nebenschlusse zu dem Widerstande w

[1]) L'Éclairage Électrique 1903, Nr. 52.

geschaltet schliesst den Stromkreis der kleinen Lokalbatterie B, in welchen auch der induktive Widerstand l eingeschaltet ist. Auf diese Weise können die Signale, wenn nötig, auch mittelst des Telephones aufgenommen werden. Sobald der Fritter xzs angeregt, d. h. leitend wird, durchfliesst der Strom der Batterie B die Relaiswindungen r. Befindet sich jedoch das Relais im Ruhezustande, liegt also dessen Anker an dem unteren Kontakte an, so durchfliesst der Strom einer zweiten Batterie B^1 den Widerstand w^1, den Selbstunterbrecher S und den Elektromagneten e. Der Selbstunterbrecher S ist sonach konstant in Wirkung und wird demnach auch der Elektromagnet e konstant von einem vibrierenden Strome durchflossen. Die wechselnde Magnetisierung dieses Elektromagneten ist jedoch durch den in den Stromkreis eingeschalteten Widerstand w^1 so schwach, dass sie nicht ausreicht, um das Diaphragma d in eine vibrierende Bewegung zu versetzen. Sobald jedoch der Fritter durch einlangende elektrische Wellen in den leitfähigen Zustand übergeführt und hierdurch das Relais R bethätigt wird, ist der Widerstand w^1 kurzgeschlossen und der den Elektromagneten e durchfliessende vibrierende Strom wird hinreichend kräftig, um das Diaphragma d zum Vibrieren zu bringen, wodurch auch die Entfrittung bewerkstelligt wird.

Durch das Anlegen des Relaisankers an den oberen Kontakt wird aber auch gleichzeitig der Stromkreis der Batterie b^2 geschlossen, wodurch der Anker des in diesen Stromkreis eingeschalteten Elektromagnetes e^1 angezogen wird und die Batterie b^2 zur Wirkung und sonach auch den mit W bezeichneten Wecker zum Ertönen bringt.

Als Neuerung ist hier nur die eigenartige Weise der Entfrittung zu bezeichnen.

Der Wellenanzeiger von de Forest[1]). Ueber diesen Wellenanzeiger, der unter dem Namen „Responder" wegen seiner hohen Empfindlichkeit bekannt ist, sind nähere Details erst aus den kürzlich veröffentlichten Patentschriften zur Kenntnis gelangt.

Die Grundlage der Einrichtung bildet die Beobachtung von Forest, dass wenn zwei metallische Elektroden nur durch einen kleinen Abstand getrennt sind und der Zwischenraum durch eine passende Substanz ausgefüllt wird, eine mit den Elektroden in Verbindung stehende Batterie unendlich kleine Teilchen von der Anode abreisst und diese über die zwischenliegende, meist neutrale Substanz zur Kathode führt. Es bilden sich an der Kathode infolgedessen

[1]) The Electrician 1903, Nr. 1331.

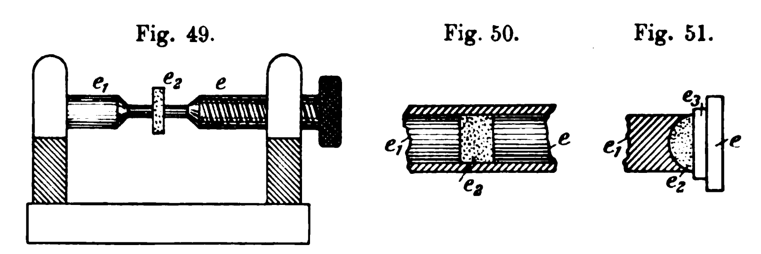
kleine Bäume und Brücken des Metalles, welche bald die Anode erreichen und so den Zwischenraum überbrücken. Solange diese Brücken bestehen, ist der Leitungswiderstand der Einrichtung verhältnismässig gering. Wird dieser Wellenanzeiger jedoch der Einwirkung elektrischer Wellen ausgesetzt, so werden die gebildeten Brücken sofort zerstört und der Widerstand wächst um ein Beträchtliches. Eine in den Lokalkreis dieses Wellenanzeigers geschaltete Empfangseinrichtung spricht sofort an. Diese Brücken bauen sich jedoch unmittelbar nach Aufhören der Welleneinwirkung sofort wieder auf, und der normale Zustand stellt sich selbstthätig wieder her. Als Materiale zwischen den beiden Elektroden wurden die verschiedensten Substanzen wie Wasser, Glycerin, Oele, zähe halbflüssige Körper wie Vaselin, poröse feste Körper, nicht oder wenig leitende Pulver von Schwefel und den Oxyden des Bleies, ferner Fasern und Gewebe, sowie Kombinationen dieser Stoffe, als Fasern und Gewebe mit Glycerin oder verwandten Salben getränkt, Mischungen von Bleioxyd oder Bleiglätte mit Glycerin oder verwandten Körpern verwendet und haben sich alle als entsprechend erwiesen. Die Wirkung dieser Körper scheint die zu sein, die aus metallischen Teilchen gebildeten Ketten oder Brücken zu unterstützen und in der wirksamen gegenseitigen, sowie der Verbindung mit den Elektroden zu erhalten und andererseits aber auch die Zahl dieser Ketten zu begrenzen. Sobald eine Anzahl solcher Ketten gebildet ist, scheint das umgebende Material die Entstehung weiterer Ketten zu verhindern. Dieses Material erhält aber auch die einzelnen Teilchen der Ketten, wenn selbe von elektrischen Wellen getroffen werden, in grosser Nähe und behindert deren Zersplitterung, so dass sich die Ketten sofort nach Aufhören der Wellenbeeinflussung wieder neu bilden.

Die elektrolytische Wirkung des diesen Wellenanzeiger durchfliessenden Stromes auf die Flüssigkeiten sucht eine Zersetzung derselben herbeizuführen, wodurch sich, wenn nicht dagegen gewirkt wird, Wasserstoffbläschen an die Kathode und Sauerstoffbläschen an die Anode anlegen müssten und die einzelnen Teilchen statt mit einem flüssigen mit einem gasförmigen Medium umgeben würden, wodurch die selbstthätige Regenerierung dieses Wellenanzeigers in Frage gestellt wäre. Durch die Verwendung von Bleiperoxyd oder anderen depolarisierenden Substanzen wird jedoch diese elektrolytische Wirkung hintangehalten und die selbstthätige Regenerierung gesichert.

Dieser Wellenanzeiger lässt sich verschieden ausführen und zeigen die Fig. 49 bis 53 einige der verschiedenen Formen. In Fig. 49 ist

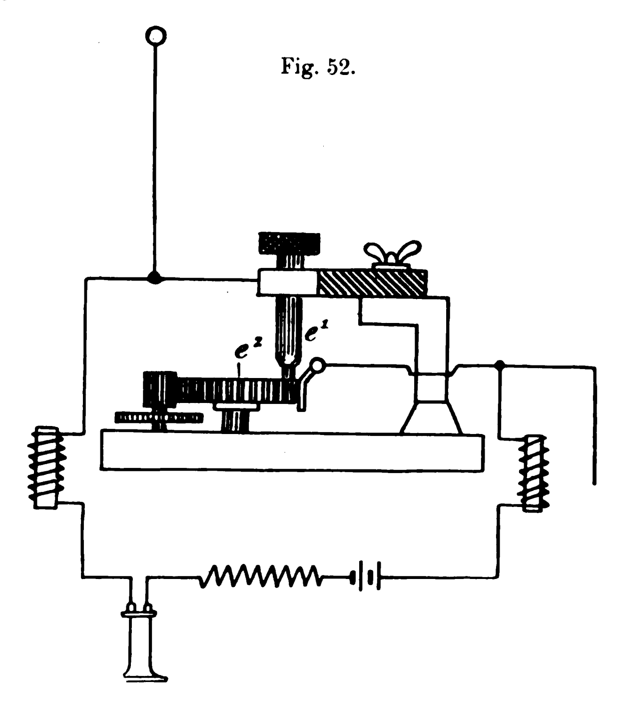
die Elektrode e mit einem Schraubengewinde versehen und in einen Support mit Mutterschraube eingesetzt, so dass sie zum Zwecke der Regulierung verschoben werden kann. Die zweite Elektrode e_1 ist unbeweglich befestigt. Zwischen den beiden Elektroden ist ein kleines

Fig. 49. Fig. 50. Fig. 51.



Stückchen Gewebe e_2 eingesetzt, welches mit einigen der vorher erwähnten Stoffe getränkt wird. Nach Fig. 50 sind die beiden Elektroden in eine isolierende Röhre eingesetzt und ist der Zwischenraum mit den gewählten Substanzen ausgefüllt. Die Elektroden sind hier-

Fig. 52.

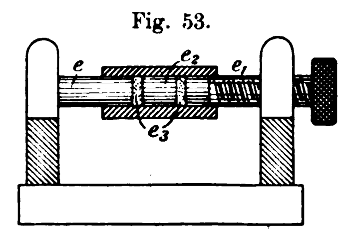


bei flach und haben entweder eine geglättete oder eine rauhe Oberfläche. Die Entfernung kann eine verschiedene sein, ist aber in allen Fällen eine sehr geringe. In manchen Fällen ist es vorteilhaft, die

wirksame Oberfläche einer der Elektroden, am besten der negativen Elektrode, wie dies Fig. 51 zeigt, schalenförmig zu gestalten und mit einer Hülse e_3 zu umgeben, welche die Berührung mit der anderen Elektrode verhindert. Die Höhlung der Elektrode ist hierbei mit einem halbflüssigen Gemenge von Glycerin und Bleiperoxyd ausgefüllt. Die Zerstörung der Ketten kann auch mechanisch unterstützt werden, und zwar entweder durch Drehen einer Schraube wie in Fig. 49 oder durch eine ununterbrochene Bewegung, wie dies Fig. 52 zeigt. Hier bildet die eine Elektrode eine Platte e^2, welche mit einem Zahnrad, das durch ein Uhrwerk angetrieben wird, in Verbindung steht. Die andere Elektrode e^1 ist unbeweglich.

Fig. 53 zeigt einen Wellenanzeiger mit drei Elektroden und zwei Zwischenräumen, die in gleicher Weise mit der entsprechenden Mischung von Glycerin oder Vaselin mit Bleiperoxyd ausgefüllt sind. Der Abstand der Elektroden beträgt ungefähr 1 mm. In einigen Fällen wird dieser Zwischenraum mit einer Mischung von eher groben Metallpartikelchen mit Bleiglätte oder sonst einem depolarisierenden Stoffe ausgefüllt. Diese Mischung wird vorher mittelst Glycerin oder Vaselin zu einer nahezu flüssigen Paste verrieben, welcher eine kleine Menge einer elektrolytisch zerlegbaren Flüssigkeit, wie Wasser, beigemengt ist. Die metallischen Partikelchen bilden in diesem Falle thatsächlich nichts anderes als Zusatzelektroden. Das für die Elektroden und die leitenden Teilchen der Füllung geeignetste Material ist nach den Versuchen Zinn, welchem sich als nächst brauchbare Materiale der Reihenfolge ihrer Güte nach Silber und Nickel anreihen. Es ist jedoch nicht ausgeschlossen, dass auch andere Metalle sich gleich gut verwenden lassen.

Fig. 53.



Als Elektrolyte oder zersetzbare Körper haben sich Wasser, Alkohol und Ammoniak oder Mischungen dieser Stoffe am geeignetsten erwiesen. Da käufliches Glycerin und Ammoniak stets hinreichende Mengen von Wasser enthält, wird in der Regel von einer Wasserbeimengung abgesehen. Alkohol und insbesondere Ammoniak scheinen die Bildung von leitenden Brücken oder Ketten zwischen den Elektroden wesentlich zu erleichtern.

Der diesen Wellenanzeiger durchfliessende Strom der Lokalbatterie soll möglichst schwach sein und sich innerhalb der Grenzen von 0,1 bis 1 Milliampère bewegen.

Dieser Wellenanzeiger spricht auf jeden Wellenimpuls sofort an und ist sofort selbstthätig in den normalen Zustand zurückgebracht, sobald die Wellen einzuwirken aufhören. Wird ein Telephonempfänger mit diesem Wellenanzeiger in Verbindung gebracht, so hört der lauschende Manipulant ein deutliches Knacken für jeden Funken, welcher in der Sendestation erzeugt wird. Wird eine lange Serie solcher Funken erzeugt, so hört der Empfänger eine entsprechende Serie von knackenden Geräuschen in dem Telephon, welche nach dem Morsealphabete als Striche angesprochen werden können. Ist die Serie kurz, so kann dies als Punkt gelten. Demnach ist die Geschwindigkeit der Uebertragung nur von der Geschicklichkeit der Manipulanten in der sendenden und empfangenden Station abhängig.

Der Wellenanzeiger von W. Schloemilch[1]). Bei Untersuchungen über das Verhalten von Polarisationskapazitäten gegenüber elektrischen Wellen stellte der Erfinder die bisher noch unbekannte Thatsache fest, dass die Empfindlichkeit einer Polarisationszelle für die Bestrahlung durch elektrische Wellen zur Aufnahme von Morsezeichen praktisch verwertet werden kann.

Wird eine gewöhnliche Polarisationszelle mit Platin- oder Goldelektroden in verdünnte Säure getaucht und an eine Stromquelle angeschlossen, deren E.M.K um einen geringen Grad höher ist, als die Gegen-E.M.K der Zelle, so dass die Zelle ein dauernder Zersetzungsstrom durchfliesst und sich eine schwache Gasentwickelung an den Elektroden einstellt, so zeigt ein in den Stromkreis eingeschalteter Stromanzeiger eine Verstärkung des Stromes an, sobald die Zelle durch elektrische Wellen bestrahlt wird.

Durch Verringerung der Elektrodenoberfläche liess sich der Effekt steigern und erhielt Schloemilch schliesslich sehr gute Resultate, als er der positiven Elektrode eine mikroskopisch kleine Oberfläche gab. Die auf Grund dieser Wahrnehmung gebauten Wellenanzeiger der „Gesellschaft für drahtlose Telegraphie“ sind mit Elektroden versehen, die nur 0,001 mm Durchmesser und eine Länge von 0,01 mm besitzen. Die negative Elektrode spielt hierbei keine wesentliche Rolle und kann man daher derselben eine beliebige Form und Grösse geben.

Der physikalische Vorgang in der elektrolytischen Zelle hat sich ebenso, wie fast bei allen anderen Wellenanzeigern, zur Zeit noch nicht völlig aufklären lassen. Ebenso ist noch nicht entschieden, ob

---

[1]) Elektrotechnische Zeitschrift 1903, H. 47.

dieser Wellenanzeiger eine Kapazität oder einen Ohmschen Widerstand darstellt. Aeusserlich wahrnehmbar ist nur, dass bei Einwirkung elektrischer Wellen auf diesen Anzeiger eine leichtere Ablösung der Gasblasen von den Elektroden erfolgt, welche bei stärkerer Beeinflussung so ausgesprochen wird, dass sich die Wellenimpulse bezw. die Morsezeichen an der Zelle direkt ablesen lassen. Gibt man hingegen der Elektrode mit der kleineren Oberfläche das negative Vorzeichen, so dass an ihr Wasserstoffbläschen aufsteigen, so verschwindet die Wirkung fast vollständig. Es scheint sonach die Gasart hierbei eine wesentliche Rolle zu spielen.

Bei Einregulierung einer solchen Zelle ist es notwendig, deren zugehörige individuelle kritische Spannung festzustellen, da sowohl bei zu geringer als auch bei zu reichlicher Gasentwickelung die Wellenempfindlichkeit erheblich nachlässt.

Es lässt sich auch für gewisse Fälle die Hilfsbatterie entbehrlich machen, wenn man als Elektrodenmateriale zwei Metalle wählt, die in der Spannungsreihe möglichst weit auseinander liegen. Es entsteht hierdurch ein kleines galvanisches Element, welches ebenfalls für die Wellenstrahlung empfindlich ist. Dieses Element erweist sich aber weniger empfindlich als eine Zersetzungszelle und ist daher nur dort mit Erfolg anzuwenden, wo man mit grösseren Wellenenergien rechnen kann.

Die Empfindlichkeit dieser Zelle lässt sich durch Veränderung des Zersetzungsstromes leicht regulieren. Die Zelle selbst ist von grosser Konstanz, unempfindlich gegen Erschütterungen und reagiert bei abnehmender Wellenintensität proportional schwächer, versagt aber nie plötzlich. Eine Ueberreizung der Zelle findet nie statt, da die Zelle nur umso stärker anspricht, je intensiver die Wellenimpulse auf sie einwirken. Es sind demnach auch die Unexaktheiten, wie sie beim Körnerfritter so unangenehm auftreten, vermieden und eignet sich sonach diese Zersetzungszelle, in Verbindung mit einem Telephon, einem Galvanometer oder dergleichen, zu einem verlässlichen Mess- und Empfangsgerät für elektrische Wellenwirkungen.

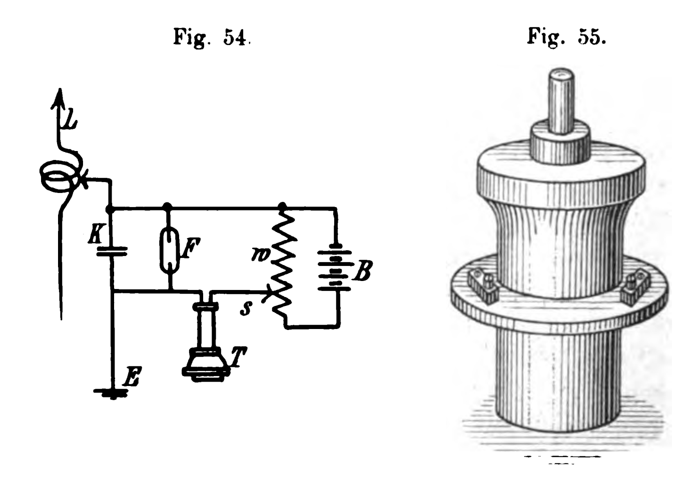
Als weiterer Vorzug dieses Wellenanzeigers ist zu bezeichnen, dass man das gewöhnlich benützte, sehr empfindliche Relais für die Zeichenaufnahme entbehren und an Stelle dessen ein Telephon verwenden kann, da sich die Morsezeichen mittels Telephon sehr gut abhören lassen.

Die Abstimmung des Empfangssystemes bei Verwendung der elektrolytischen Zelle lässt sich mit gleicher Schärfe durchführen, wie

bei Benützung anderer Wellenanzeiger. Eine definitive Schaltung für den Empfangskreis liegt dermalen noch nicht vor, doch hat sich die in Fig. 54 dargestellte Anordnung gut bewährt.

B ist hierin eine Batterie aus ca. vier Trockenelementen oder Accumulatoren bestehend, deren Stromkreis durch einen Nebenschluss w dauernd geschlossen ist. Der Strombedarf der Zelle beträgt im Mittel 1 Milliampère und lässt sich daher für den Nebenschluss ein dünner Draht wählen. F bedeutet den Wellenanzeiger, T ein Telephon oder ein Relais und S einen Schiebekontakt, mittels dessen man die der Zelle zuzuführende Spannung nach Bedarf regulieren kann.

Fig. 54. Fig. 55.



In Fig. 55 ist die praktische Ausführungsform dieses Wellenanzeigers vorgeführt. Die eigentliche Zelle ist in ein Schutzgehäuse aus Hartgummi eingesetzt, welches nach Füllung der Zelle mit Säure oben mittels Hartgummigewindestöpsels säuredicht abgeschlossen werden kann. Dieser Stöpsel ist, um das Entweichen der Gase zu gestatten, seiner ganzen Länge nach durchbohrt und die Bohrlochöffnung durch ein Kautschuckschläuchchen abgedichtet, welches den Austritt der Gase gestattet, jenen der Flüssigkeit aber verwehrt. Die Pole der Zelle sind zu zwei auf den Hartgummimantel aufgesetzten Metallklemmen geführt, welche die Verbindung mit dem eigentlichen Empfangsapparate durch Federn vermitteln und ein bajonettartiges Einsetzen der Zelle ermöglichen.

Dieser Wellenanzeiger hat jedoch bereits einen Vorgänger in dem vorbeschriebenen, von de Forest verwendeten „Responder", welcher nichts anderes, denn eine Zersetzungszelle ist, bei welcher das

Zersetzungsprodukt unter dem Einflusse der Wellenwirkung gleichfalls zerstört wird. Da jedoch hier das Zersetzungsprodukt eine leitende Metallkette ist, erhöht sich im Gegensatze zur beschriebenen Zersetzungszelle der Leitungswiderstand unter Einwirkung der elektrischen Wellen.

Der neue Wellenanzeiger von Prof. Reginald A. Fessenden [1]). Der in Bd. V der Sammlung „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie" S. 44 beschriebene, auf bolometrischen Wirkungen beruhende Wellenanzeiger mit sehr feinem Platindrahte dieses Erfinders, wurde in der Weise verbessert, dass an Stelle des Platindrahtes eine sehr kleine Flüssigkeitssäule tritt. Dieser neue Wellenanzeiger, von Fessenden mit dem Namen „Barretter" bezeichnet, wird in verschiedenen Formen verwendet. So gelangt bei einzelnen Formen dieses Wellenanzeigers ein Diaphragma mit einem winzigen Loche, das die Verbindung mit der Flüssigkeit herstellt, zur Verwendung. Bei einer anderen Ausführung taucht ein sehr feines Drähtchen in die Flüssigkeit ein und hat die Aufgabe, den Widerstand der Flüssigkeit in der Nachbarschaft der Spitze gewissermassen zu konzentrieren. In Fig. 56 ist eine Form eines solchen Barretters dargestellt.

Der Flüssigkeitswellenanzeiger soll dem früher verwendeten Platindrahtwellenanzeiger gegenüber eine Reihe von Vorteilen besitzen. Als einer der Hauptvorzüge wird dessen grosse Empfindlichkeit angegeben. So soll, wenn ein gewisser Betrag von Energie den Widerstand des Platindrahtes um 1/4 % verändert, der gleiche Betrag in dem Barretter bereits eine Widerstandsänderung von 12 %, also ungefähr das 50fache, hervorrufen. Durch Bestrahlung des Barretters mit elektrischen Wellen wird der Widerstand vermindert, weil der Temperaturkoeffizient von Flüssigkeiten in der Regel negativ ist.

Als ein weiterer Vorzug des Flüssigkeitbarretters vor dem Hitzdrahtbarretter wird angegeben, dass er nicht durchzubrennen vermag. Es ist daher auch nicht nötig, ihn gegen atmosphärische Entladungen zu schützen oder ihn in metallische Büchsen einzuschliessen, da angestellte Versuche ergaben, dass starke, in unmittelbarer Nähe erzeugte elektrische Funken dieses Anzeigeinstrument weder zu beschädigen, noch ausser Thätigkeit zu bringen vermochten.

Auch soll sich mit diesem Wellenanzeiger eine viel schärfere Abstimmung erreichen lassen als mit dem Fritter, was sofort ein-

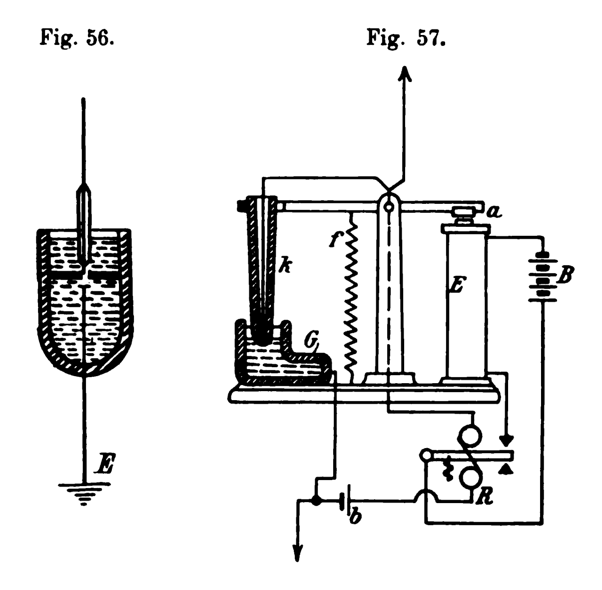
---

[1]) Electrical World 1903, Nr. 12.



leuchtend ist, da die Kapazität und der Widerstand des Fritters variable Grössen darstellen, wogegen bei diesem Instrument diese Grössen als konstant angenommen werden dürfen. Als Beispiel für die Richtigkeit dieser Behauptung führt Fessenden an, dass er in einem Stromkreise mit einer Kapazität von 0,000279 Mikrofarad und einer Selbstinduktion von 0,039 Millihenry mit seinem Barretter eine so genaue Abstimmung erzielt habe, dass die Wirkung an dem betreffenden Punkte etwa 100mal grösser war als ausserhalb.

Fig. 56. Fig. 57.



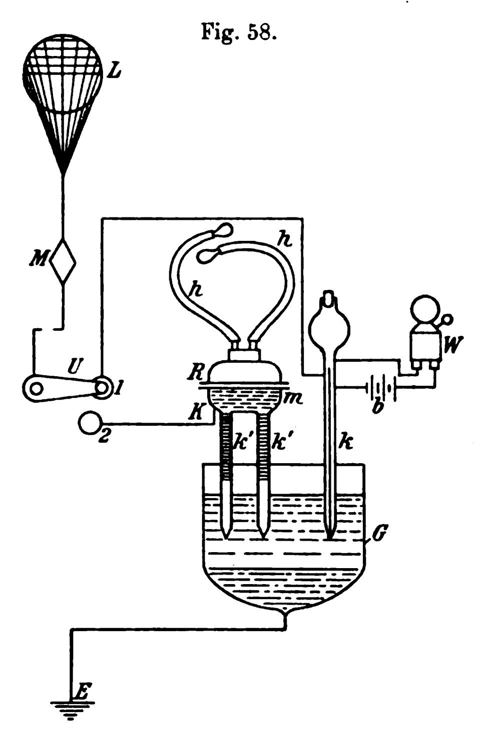
Der Wellenanzeiger von L. H. Walten[1]. Bei diesem Wellenanzeiger (Fig. 57) stellt G ein Gefäss mit Quecksilber gefüllt dar. Ueber dem Quecksilber schwimmt eine dünne Schicht Wassers. In eine Kapillarröhre k ist ein feiner Platindraht oder sonst irgend eine passende Substanz so eingesetzt, dass das Ende des Drahtes nicht bis an die untere Oeffnung dieser Röhre heranreicht, sondern von ihr um ca. 0,1—0,05 mm absteht. Diese Röhre wird nun so in das Gefäss eingesetzt, dass das Quecksilber, durch die Oberflächenspannung verhindert, nicht in das Innere der Röhre eindringen kann. Sobald jedoch diese Einrichtung dem Einflusse elektrischer Wellen ausgesetzt ist, wird die Oberflächenspannung des Quecksilbers überwunden, es dringt in die Röhre ein und stellt den Kontakt mit dem Drahte im Inneren der Röhre her. Sobald dieser Kontakt hergestellt ist, durch-

[1] The Electrician 1903, H. 1331.

fliesst der Strom der Batterie b das Relais R, dessen Anker angezogen wird. Hierdurch schliesst sich der Stromkreis der Batterie B. Der Elektromagnet E wird erregt und zieht den Anker a an. Da nun die Kapillarröhre an dem linksseitigen Arm des Ankerhebels befestigt ist, wird durch diese Bewegung die Röhre aus dem Quecksilber herausgehoben und der Kontakt zwischen k und dem Quecksilber aufgehoben, der Stromkreis der Batterie b unterbrochen. Das Relais R kehrt in den Ruhezustand zurück und unterbricht den Stromkreis der Batterie B. Die Anziehung des Elektromagueten E auf dessen Anker a hört auf und die Abreissfeder führt den Ankerhebel in die frühere Lage zurück, wodurch der normale Zustand wieder hergestellt ist.

Der Wellenanzeiger von Andrew Plecher[1]). Dieser Wellenanzeiger besteht eigentlich aus nichts anderem, als einem Kapillarelektrometer, welches aber auch gleichzeitig, ohne Zuhilfenahme eines Zwischeninstrumentes, zur direkten Zeichenabgabe eingerichtet ist. Fig. 58 stellt die gesamte Einrichtung zur Aufnahme der von einer entfernten Station drahtlos übermittelten Zeichen dar. M ist eine Metallplatte, welche durch einen Luftballon L in Schwebe erhalten wird, und von welcher der Luftdraht direkt zu dem Umschalter U führt. Steht dieser Umschalter auf Kontakt 1, so ist das Kapillarelektrometer k eingeschaltet. Wird hingegen U auf 2 gestellt, so gelangt als eigentlicher Wellenanzeiger das Kapillarelektrometer K zur Wirkung. Die Elektrometer bestehen aus Glasröhren, deren innere Lichtweite etwas weniger als 1 mm beträgt. In diesen Röhren wird ein Quecksilberfaden durch die Kapillarkraft so in Schwebe gehalten, dass er nicht bis zum unteren Ende der Röhre reicht. Das untere

Fig. 58.



[1]) Western Electricien vom 19. Dez. 1903.

offene Ende dieser Röhren taucht in eine Cyankaliumlösung, der vorteilhaft etwa 1 % Cyansilber und 10 % Kaliumhydrat zugesetzt werden. Diese Flüssigkeit befindet sich in einem Glasgefässe G und werden die Röhren in dieselbe so weit eingesenkt, dass sie innerhalb der Röhren bis zum Quecksilber reicht. Am Boden des Gefässes befindet sich etwas Quecksilber, um eine gute Verbindung mit der Erde herzustellen. Steht U auf 1, so steht der Luftdraht mit dem Elektrometer k in Verbindung, indem dieser Draht durch die Glaswandung hindurch bis zum Quecksilberfaden reicht. Hierdurch ist die Verbindnng des Luftdrahtes mit der Erde über das Quecksilber, die Cyankaliumlösung und dem Quecksilber auf dem Boden des Glasgefässes G hergestellt, nachdem der Erddraht durch die Wandung dieses Gefässes zum Quecksilber geht. Treffen jetzt elektrische Wellen den Luftdraht, so steigt bei jedem Wellenimpulse der Quecksilberfaden in die Höhe, um nach Aufhören der Einwirkung sofort wieder in die frühere Lage zurückzugehen. Durch das Aufsteigen des Quecksilbers wird jedesmal der Stromkreis der Batterie b geschlossen und der in diesen Kreis eingeschaltete Wecker W ertönt. Es ist dies das Anrufzeichen. Nun wird U auf 2 gestellt, wodurch das Elektrometer K mit dem Luftdraht verbunden wird. Dieses Elektrometer besteht aus mehreren in das Glasgefäss G tauchenden Röhren k^1, die sich an den oberen Enden in dem Glasgefäss K vereinigen. Ueber K liegt nach unten, durch eine elastische Membrane m abgeschlossen, eine Luftkammer R, von welcher zwei Hörschläuche h h ausgehen. Der untere Teil von K ist mit Quecksilber gefüllt, das mit den kapillaren Röhren in Verbindung steht. Der von 2 des Umschalters U kommende Draht geht durch die Wandung von K zum Quecksilber und ist hierdurch die Leitungsverbindung mit der Erde in einer der vorangehend beschriebenen gleichartigen Weise hergestellt. Die durch die Wellenimpulse in auf- und absteigende Bewegung versetzten Quecksilberfäden übertragen ihre Bewegung auf das in K befindliche Quecksilber und weiter auf die in R befindliche Luft, wodurch, wenn die Hörschläuche h h an das Ohr genommen werden, Geräusche zu vernehmen sind, die den Morsezeichen entsprechen und die Aufnahme der einlangenden Zeichen nach dem Gehöre direkt ermöglichen.

Untersuchungen über die Empfindlichkeit der verschiedenen Wellenanzeiger[1]. Professor Reginald A. Fessenden hat die verschiedenen Wellenanzeiger in Bezug auf ihre Empfindlich-

[1]) Electrical World 1903, H. 12.

keit einer eingehenden Untersuchung unterzogen und hat das Ergebnis in der nachstehend reproduzierten Tabelle zusammengestellt.

Wellenanzeigertype	Erforderlicher Energieaufwand in Erg per Punkt
1) Nickel-, Silber-, Quecksilberfritter von Marconi	4.000
2) Fritter aus einer Legierung von 95% Gold u. 5% Wismuth	1.000
3) Fritter von Solari, sowie verschiedene Frittertypen aus Kohle-Stahl, Stahl-Aluminium und Stahl-Quecksilber .	0.22
4) Der auf magnetischer Hysteresis beruhende Wellenanzeiger	0.100
5) Hitzdraht-Barretter	0.080
6) Flüssigkeits-Barretter	0.007

Die Empfindlichkeit der letzten Form der Wellenanzeiger ist bemerkenswert und zeigt, dass der Fritter bei weitem kein so wunderbar empfindliches Instrument ist, wie man bisher anzunehmen geneigt war.

G. Neuerungen und Verbesserungen der Einrichtungen für drahtlose Telegraphie.

Die vorstehende Aufschrift deckt sich nicht vollkommen mit dem Inhalte dieses Abschnittes, da hier manches aufgenommen erscheint, was zwar in direktem Zusammenhange mit der drahtlosen Telegraphie steht, aber weder eine Neuerung noch eine Verbesserung darstellt. So sind die praktischen Winke für die Einrichtung der Sendestationen, welche hier vorangestellt sind, ebenso wenig wie die am Schlusse vorfindlichen kurzen Berichte über praktisch durchgeführte Versuche, kaum unter Neuerungen oder Verbesserungen einzureihen, desgleichen sind auch die Einrichtungen für drahtlose Telephonie und die für die selbstthätige Feuermeldung, obwohl Neuerungen betreffend, streng genommen ebenfalls nicht als hier zugehörig zu betrachten. Wenn dessenungeachtet alles dies in einem Abschnitte zusammengefasst wurde, so findet dies hauptsächlich darin die Begründung, dass der räumliche Umfang dieser hier nicht zugehörigen Vorführungen zu gering ist, um die Schaffung besonderer Abschnitte zu rechtfertigen.

Es gelangen demnach hier, ausser den vorangestellten Winken, unmittelbar folgend die verschiedenen bekannt gewordenen neueren Systeme, sowie die Verbesserungen an bereits bekannten Systemen der drahtlosen Telegraphie zur Vorführung, wobei vorerst der auf Abstimmung beruhenden Einrichtungen der wahlweisen Telegraphie und sodann erst der neueren Einrichtungen zur Erreichung einer gerichteten



Wellentelegraphie gedacht wird. An diese schliessen sich der Reihenfolge nach die Einrichtungen für die selbstthätige Feuermeldung und die drahtlose Telephonie an, worauf der Abschnitt mit einer kurzen Zusammenstellung über durchgeführte Versuche abgeschlossen wird.

De Forest's praktische Winke für die Einrichtung der Sendestationen [1]). Bei den verschiedenen Bemühungen, um in der drahtlosen Telegraphie auf die Entfernung hin jene Genauigkeit in den Resonanzwirkungen zu erzielen, wie solche in der Akustik so bekannt sind, wurde bisher der Notwendigkeit, in der Sendestation einen langen Zug nur schwach gedämpfter Wellen zu erzeugen, viel zu wenig Aufmerksamkeit gewidmet. Alle Bemühungen, die Empfangsstation möglichst scharf auf eine bestimmte Wellenlänge abzustimmen, sind vergebens, wenn der Sender nur drei oder vier Impulse für jede Kondensatorentladung ausstrahlt. Das Fehlgehen ist hier zum grossen Teile einer unvollkommenen Anordnung und Konstruktion der Kondensatoren und der Funkenstrecke, sowie mangelhafter Isolation des Sendedrahtes etc. zuzuschreiben.

Das rasche Abdämpfen der Senderschwingungen hat hauptsächlich zwei Ursachen und zwar in den Verlusten, welche von der Ausstrahlung durch den Luftdraht herrühren und als nützlich und notwendig angesehen werden müssen, und zweitens in den Verlusten, welche durch Ableitungen, Erwärmung und dielektrische Hysteresis bedingt werden und in einem bisher zu wenig gewürdigten Ausmasse schädlich wirken. Ableitungen durch den Luftdraht sind nicht vollkommen zu vermeiden. Sorgfältige Isolation, insbesondere an der Spitze des Mastes und von allen Querstützen und Spannleinen oder Drähten, kann nicht genug empfohlen werden. Ist der Luftdraht mit dem Resonator oder dem speisenden Stromkreise induktiv gekoppelt, sei es durch einen Transformatar oder Autotransformator, so ist das in selbem erregte statische Potentiale verhältnismässig klein im Vergleiche zu der alten Methode, bei welcher der Luft- und Erddraht direkt mit den entgegengesetzten Seiten der Funkenstrecke verbunden werden. Es ist demnach bei der neueren Methode die Aufgabe einer gleichwertigen Isolation des unteren Teiles des Luftdrahtes, dort, wo er in das Stationshaus einführt, wesentlich vereinfacht, da man den blanken Luftdraht an dieser Stelle mit der Hand berühren kann, ohne einen Schlag zu erhalten oder sonst eine Schädigung befürchten zu müssen.

---

[1]) The Electrician vom 27. Nov. 1903.



An der Spitze des Luftdrahtes hingegen erhält man durch die induktive Verbindung mit dem Resonatorkreise wesentlich vergrösserte Spannungen, weil bei dieser Anordnung der oszillatorische Charakter der in diesem Drahte hervorgerufenen Störungen einen scharf ausgesprochenen Spannungsbauch am offenen Ende des Drahtes bedingt. Es muss demnach die Isolierung an der Spitze des Drahtes mit aller Sorgfalt durchgeführt werden. Ein Glockenisolator mit grosser und trockener isolierender Fläche ist deshalb zwischen dem Luftdraht und dessen Stütze zu setzen. Es ist erwiesen, dass hochfrequente Ströme von hoher Spannung mit der grössten Leichtigkeit über Flächen abfliessen, welche nur in sehr geringem Grade staubig oder feucht sind, ebenso über die Fasern selbst von trockenem Holze. Steine verhalten sich selbst bei trockenem Wetter beinahe so wie Metalle. Ebonit, glasiertes Porzellan und Glas erweisen sich als die besten Isolationsmittel. Doch muss auch hier, um entsprechende Wirkung zu erzielen, die isolierende Oberfläche möglichst gross sein.

Mechanische Gründe lassen es rätlich erscheinen, Stahlmaste zu verwenden. Wenn nun auch der Luftdraht von diesen Masten vollkommen isoliert ist, so entstehen doch Verluste durch feuchte Luft und indirekt noch dadurch, dass in diesen Masten Ströme induziert werden. Dies macht es notwendig, diese Maste aus kurzen Stücken zusammenzusetzen, welche gegenseitig durch Spannisolatoren (Stricke mit zwischengelegten Isolatoren, wie bei den Spannleitungen für Strassenbahnen) zusammengehalten und nebstbei gegen den Erdboden in der vorzüglichsten Weise isoliert werden. In feuchtem Wetter erweisen sich Stricke allein, insbesondere wenn sie ungeteert sind, kaum besser als Drähte.

Bei feuchter Luft oder dichtem Nebel wirken die unsichtbaren Büschelentladungen, welche von dem Luftdrahte in dieses halbleitende Medium stattfinden, wie eine grosse Kapazität zwischen Luftdraht und Erde und vergrössern die Eigenschwingungsperiode des Drahtes bedeutend, so dass die Konstanten des Resonatorkreises, wenn die beiden Kreise in Uebereinstimmung gehalten werden sollen, entsprechend eingestellt werden müssen. Da aber diese anscheinende Zusatzkapazität eine Fiktion ist, und eine solche Ableitung einen bedeutenden Hysteresisverlust hervorruft, so findet sich hier eine weitere Quelle für die rasche Abdämpfung der Schwingungen.

Die gleichen Erscheinungen sind öfter und zwar in deutlich ausgesprochener Weise auch in den Kondensatoren selbst zu bemerken. Leydener Flaschen oder Glasplattenkondensatoren in Luft zeigen an

den Rändern der Beläge häufig lebhafte Büschel, welche sich bis auf 5 bis 6 cm von den Rändern der Zinnfolie ausdehnen können. An diesen Teilen des Glases entwickelt sich, speziell wenn es Blei enthält, oft eine erstaunlich grosse Hitze, welche klar zeigt, dass hier bedeutende Energieverluste auftreten. In gleicher Weise sind auch, selbst wenn das beste Flintglas verwendet wird, Verluste durch dielektrische Hysteresis nicht zu vermeiden.

Glaskondensatoren in Luft werden von den Experimentatoren aus dem Grunde mit Vorliebe verwendet, weil die Büschelentladungen, wie dies eine gewöhnliche statische Messung zeigt, ebenso wie zusätzliche Kapazitäten wirken und sich demnach als Puffer für allzu plötzliche Ladung des Kondensators auf ein hohes Potentiale erweisen und hierdurch das Dielektrikum gegen das Durchschlagen schützen. Es ist eine bekannte Thatsache, dass eine mit Oel gefüllte Leydener Flasche viel leichter durchschlägt, als eine Flasche mit blosser Luftisolation, insbesondere dann, wenn auch der äussere Belag mit Oel oder Paraffin bedeckt ist. Wird nun der Kondensator in einen oszillierenden Entladungskreis, welcher Selbstinduktion enthält, eingeschaltet, so entwickeln sich an den Rändern der Zinnfolie Potentiale, welche oft das Vielfache jener des ladenden Stromes überschreiten. Diese Erscheinung zeigt sich in noch viel ausgedehnterem Masse bei dem Oelkondensator. Um Resonanz, welche der Ausgangspunkt für jede abgestimmte Telegraphie ist, zu erzielen, muss aber jede Büschelentladung mit ihrer dämpfenden Wirkung im Kondensator vermieden werden, und sind daher alle Mittel anzuwenden, diese Entladung zu unterdrücken. Man wird daher ohne Rücksicht auf die Kosten und Gefahren nur Oel oder sonst entsprechend abgeschlossene Kondensatoren von jener Grösse verwenden, welche die erforderliche Kapazität in Verbindung mit hinreichender Sicherheit besitzen.

Als weiteres schädliches Element sind die bei Leydener Flaschen gewöhnlich gebrauchten Ketten zu bezeichnen. Diese Ketten werden nach kurzem Gebrauche aufgezehrt. Es treten frequente kleine Funken zwischen ihren Gliedern und am Kontaktpunkte mit der Zinnfolie auf. Ja selbst das plötzliche Abbrennen derselben in zwei Teile wurde häufig beobachtet. Diese Fehler steigern sich bei längerem Gebrauche der Flaschen in einer Weise, dass es unmöglich wird, die Schwingungsperiode eines Kreises, welcher alte Flaschen enthält, zu messen. Zuweilen löst sich die Folie von dem Glase ab, wodurch alle jene Verluste und Unannehmlichkeiten entstehen, wie solche sich bei Gas als Dielektrikum so unliebsam bemerkbar machen. Demnach erweist sich

die Leydener Flasche für Zwecke der drahtlosen Telegraphie wenig geeignet. Trotzdem wird sie wegen ihrer Widerstandsfähigkeit, Annehmlichkeit und Billigkeit für kleinere Anlagen allseitig empfohlen.

Der Betrag an Selbstinduktion, welcher sich in einer Batterie von Leydener Flaschen, wenn sie miteinander so enge wie möglich verbunden werden, vorfindet, ist durchaus nicht so gering, als man annimmt, wird aber in der Regel wenig berücksichtigt. Thatsächlich kann gesagt werden, dass eine von dem Mangel an Selbstinduktion in dem Entladungskreise herrührende, aperiodische Kondensatorentladung nicht möglich ist.

Für hohe Frequenzen ist die Selbstinduktion in den einzelnen Blättern der Belegungen allein genügend, um diese Entladungsart zu verhindern. Es liefern aber auch die Leitungen und die Funkenstrecke noch einen entsprechenden Zuschuss an Selbstinduktion.

Bei einer Batterie von parallel verbundenen Leydener Flaschen ist die genaue Methode der Verbindung von der grössten Wichtigkeit. Sind z. B. zehn solcher Flaschen in einer Reihe verbunden, so ist der Funke nicht so lebhaft und gross und hat nicht den scharfen Ton, als wenn die Flaschen bündelartig angeordnet sind. Am besten ist die kreisförmige Anordnung der Flaschen, wobei die Flaschen in genau den gleichen Entfernungen voneinander abstehen sollen. Unter gewissen Bedingungen kann dieser Mangel an genauer Aufstellung und genauer Verbindung der Flaschen selbst zu einem gänzlichen Versagen der Signalübermittlung führen. Diese kleinen Details der exakten Aufstellung und Verbindung der Flaschen, welche so leicht übersehen werden, sind aber für die drahtlose Telegraphie von der grössten Wichtigkeit, insbesondere dort, wo Abstimmung erzielt werden will.

Die Leitungsführungen zu dem Transformator bezw. zu der Induktionsspule üben zuweilen auch einen Einfluss auf den Schwingungskreis aus, mit welchem sie verbunden sind. Um diesen Einfluss herabzumindern, empfiehlt es sich, Würge- oder Drosselspulen, am besten in Spiralform möglichst nahe den Verbindungen, in diese Leitungen zwischenzuschalten.

Die Erhitzung der Enden der Funkenstrecke, insbesondere wenn Wechselströme für das Laden der Kondensatoren verwendet werden, ist der einfachste Nachweis für die durch den Funken hervorgerufenen Verluste. Je grösser der Abstand der Funkenkugeln ist, desto grösser ist auch der durch die Erhitzung der Luftsäule entstehende Verlust. Eine einfache Methode, diesen Zwischenraum zu verringern, dabei aber das erforderliche hohe Potentiale aufrecht zu erhalten, besteht nun

darin, die Funkenstrecke zu unterteilen, was durch Anordnung einer Reihe von kleinen Funkenkugeln hintereinander mit kleinen Zwischenräumen erreicht wird. Kommen grössere Kräfte zur Verwertung, das sind solche über 3 Kw. so ist es von Vorteil, spezielle Vorkehrungen zu treffen, um die Hitze abzuleiten und der Funkenstrecke stets kühle nichtionisierte Luft oder ein sonstiges Dielektrikum zuzuführen. Flüssige Dielektrika sind nicht zu empfehlen, hingegen erweist sich eine Funkenstrecke in komprimierter Luft aus dem Grunde als sehr vorteilhaft, weil hierdurch der Abstand der Funkenkugeln herabgemindert werden kann und der Widerstand der Luft plötzlich überwunden wird, wodurch ein Funke von grosser Leitfähigkeit und geringer Dämpfung entsteht.

Mit einem Uebertrager von 1 Kw. kann man leicht eine Ablesung bis über 2 Ampere an einem Hitzdrahtamperemeter, welcher in den Luftdraht eingeschaltet ist, erreichen, was ungefähr den zehnfachen Betrag der im geschlossenen Stromkreise auftretenden Stromstärke ausmacht. Dies gibt, wenn den Leydener Flaschen ungefähr 20000 Volt zugeführt werden, nach einer rohen Berechnung annähernd eine Leistung von 70 Kw. Diese Anomalie erklärt sich aus den Berechnungen von Hertz über die von seinem kleinen Oszillator ausgestrahlten Energiemengen. Die dem Kreise in dem Bruchteil einer Sekunde zugeführte Energiemenge wird in einem viel kürzeren Zeitraum ausgestrahlt und lässt die anscheinend viel grössere Leistung als begründet erscheinen. Die genauen quantitativen Beziehungen sind hier schwer festzustellen, da hierfür nicht nur das genaue Resonanzpotential, sondern auch die Dämpfung und die Dauer des Wellenzuges, der Kraftfaktor, der Zeitkoeffizient für die Ausdehnung des Hitzdrahtes etc. massgebend sind und diese sich kaum bestimmen lassen. Aber es zeigt sich hieraus klar, welche grossen Energiemengen ein kleiner Transmitter auszustrahlen vermag, und welche Energiemenge der Generator liefern müsste, um den Radiator zur Entsendung eines fortlaufenden ungedämpften Wellenzuges zu zwingen. Die Anwendung einer mächtigen Gleichstromquelle von hohem Potential, welche den Hochfrequenzstrom speist, liefert hierfür, wie auch die bereits erwähnten Untersuchungen von Simon und Reich erweisen, möglicherweise eine entsprechende Lösung.

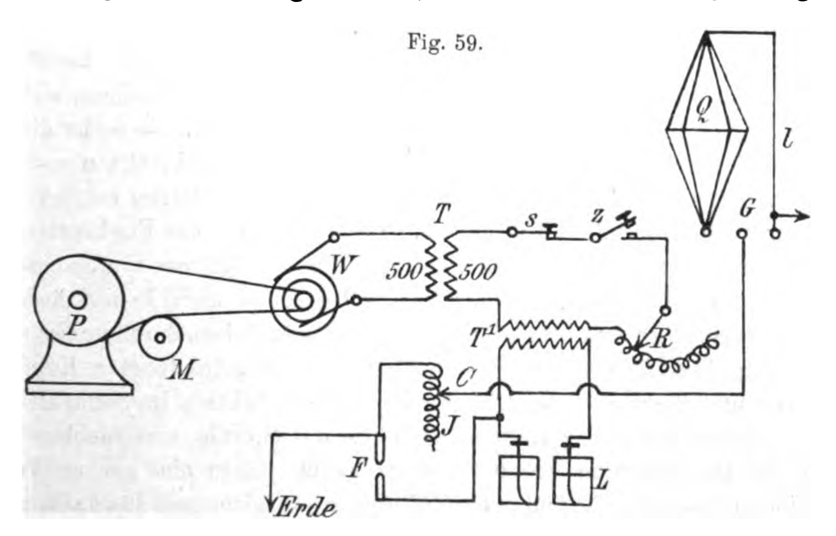
Einrichtung in England für drahtlose Telegraphie System de Forest[1]. Diese Einrichtung ist dazu bestimmt, den

[1] Electrical Review 1903, H. 23.

drahtlosen Telegraphenverkehr zwischen Howth in Irland und dem annähernd 120 km entfernten Holyhead in England herzustellen.

Die hierbei zur Verwendung gelangende Gebereinrichtung (Fig. 59) verwendet als Stromquelle eine Wechselstrommaschine W, welche bei 50 Wechseln in der Sekunde einen Strom von 500 Volt Spannung erzeugt. Diese Maschine wird samt der Erregermaschine M von einem dreipferdigen Petroleummotor P angetrieben. Der erzeugte Wechselstrom geht durch die Primäre eines Transformators T, dessen Sekundäre die gleiche Windungszahl hat, so dass weder eine Spannungs-

Fig. 59.



erhöhung noch -verringerung Platz greift. Dieser Transformator hat nur den Zweck, eine schädliche Rückwirkung aus dem eigentlichen Sendekreise auf die Wechselstrommaschine hintanzuhalten. Der von der Sekundären dieses Transformators ausgehende Strom geht vorerst über den Ausschalter S zur Taste Z und über R, die primäre Windung des Transformators T^1 und von da zum zweiten Ende der Sekundären T zurück.

Der eigentliche Unterbrecher, die Taste Z, ist innerhalb eines isolierten Kastens montiert, und reicht ein Hebel durch eine Oeffnung der Decke des Kastens zu der auf selber befestigten Taste. Diese Einrichtung ist aus dem Grunde so getroffen, weil sonst bei den hohen zur Aufwendung gelangenden Spannungen und Stromstärken eine Gefährdung der manipulierenden Organe zu befürchten wäre. Der Hohlraum dieses Kastens ist bei Anwendung von Stromstärken bis zu 6 Amp. mit Luft, bei höheren Stromstärken hingegen mit Oel gefüllt.

R, von dem Erfinder Reaktanzregulator genannt, hat den Zweck, bei zu hohen Stromstärken, durch Einschaltung von Windungen, die Bildung eines dauernden Lichtbogens in der Funkenstrecke F des Sendekreises zu verhindern.

Der Strom des Sekundärkreises wird durch den Transformator T^1 im eigentlichen Sendekreise auf 20000 Volt hinauftransformiert.

Nach de Forest ist es nicht gleichgültig, in welcher Reihenfolge die Leydener Flaschen gestellt und geordnet werden. Die günstigste Anordnung soll die kreisförmige sein, doch lässt sich diese in der Praxis nicht immer durchführen.

Bei der vorliegenden Einrichtung gelangten zwölf Leydener Flaschen (in der Darstellung mit L bezeichnet) zur Verwendung, welche in vier Reihen zu je drei Flaschen aufgestellt wurden. Je sechs dieser Flaschen sind hintereinander und die so gebildeten zwei Hälften parallel geschaltet. Die Gesamtkapazität dieser Flaschenbatterie beträgt bei dieser Schaltung 0,006 Mikrofarad. Die Elektroden der Funkenstrecke bestehen aus nickelplattierten Messingstäben von 12 mm Durchmesser, der Abstand derselben, welcher sich selbstredend nach Bedarf ändern lässt, normal 18 mm. Die Spirale I mit einem Spiraledurchmesser von 450 mm besteht aus vier Windungen eines nickelplattierten Kupferrohres und dient der Regulierung der Selbstinduktion im Sendekreise, zu welchem Ende der Kontakt C längs der Spirale verschiebbar ist. Bei der angewendeten hohen Frequenz genügt schon eine geringe Verschiebung um eine bedeutende Wirkung zu erzielen, und lässt sich sonach eine sehr genaue Regulierung durchführen.

Bei G befinden sich drei Funkenkugeln. Die beiden äusseren Kugeln sind von der mittleren Kugel je 8 mm entfernt. Die mittlere Funkenkugel ist mit dem Kontakte C, die linke mit dem vierfachen Luftdraht Q und die rechte mit dem einfachen Lufdraht l verbunden. Da bei der Sendung die durch diese Anordnung entstandenen Funkenstrecken leicht überwunden werden, sind für diese alle fünf Luftdrähte parallel geschaltet. Für den Empfang sind, da die Funkenstrecken einen Uebertritt der durch einlangende elektrische Wellen erregten elektrischen Schwingungen behindern, vier Luftdrähte parallel und der fünfte Draht in Serie zu diesen geschaltet. Es lässt sich dies aus den Fig. 59 und 60 leicht ersehen.

Die Empfangseinrichtung (Fig. 60) besteht aus der veränderlichen Selbstinduktion I, dem Wellenanzeiger F, welcher von dem Erfinder mit dem Namen „Responder“ bezeichnet wurde, der veränderlichen Kapazität K, dem Potentiometer P, dem Telephone T und der unver-



änderlichen Kapazität K^1, die in der gezeichneten Weise miteinander verbunden sind. Der Einrichtung des Responders und der Wirkungsweise desselben wurde bereits eingangs gedacht. Die Wirkung der Batterie B lässt sich aus dieser Beschreibung ebenfalls ersehen. Die Schalter s, s^1 haben den Zweck, die Empfangseinrichtung während der Sendung von den Luftdrähten abzuschalten. Bei der Stellung auf Empfang gehen die einlangenden Wellen über Q, s, I und K zum Responder F und dann über M, s^1, K^1 zur Erde E. Hierdurch wird der Responder F angeregt, erhöht den Widerstand des Stromkreises der Batterie B, in welche auch das Telephon T geschaltet ist, welch

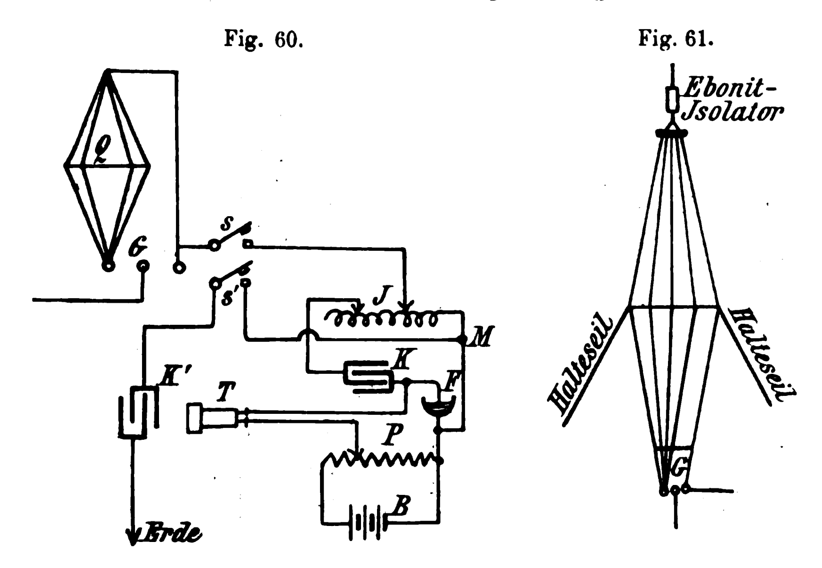


Fig. 60. Fig. 61.

letzteres auf diese äusserst rasch erfolgende Widerstandserhöhung sofort anspricht. Die Kapazität K und die Selbstinduktion I, welche beide regulierbar sind, dienen dazu, das System so einzustellen, dass es die kräftigste Wirkung gibt, in der Weise, dass der Empfangskreis in Bezug auf seine Eigenschwingungsperiode in möglichste Uebereinstimmung mit der Frequenz der einlangenden Wellen gebracht wird.

Die in Fig. 61 noch gesondert dargestellten Luftdrähte haben etwa eine Höhe von 60 m und ragen im vorliegenden Falle, da das Ufer 120 m über dem Meeresspiegel liegt, etwas über 180 m über denselben. Dieser durch die Natur begünstigten Anordnung stand jedoch die Schwierigkeit einer guten Erdung gegenüber, welche jedoch glücklich überwunden wurde. Die hierfür verwendeten fünf Drähte sind alle am oberen Ende metallisch verbunden und in der halben

Höhe auf je 3 m auseinander gespreizt. Am unteren Ende sind jedoch nur vier Drähte gegenseitig metallisch verbunden. Das für den Luftleiter verwendete Material ist verzinnter Kupferdraht.

Lee de Forest strebt mit diesem System eine vollkommene Abstimmung nicht an, da seiner Ansicht nach eine solche, dermalen wenigstens, überhaupt nicht möglich ist. Nichtsdestoweniger ist dieses System zu den abgestimmten Systemen zu rechnen, indem der Fernsprecher die von der Sendestation stammenden Impulse sehr scharf von den aus anderen Ursachen herrührenden Geräuschen unterscheiden lässt und auch eine ziemlich genaue Einregulierung ermöglicht wird.

Als Hauptvorteil der beschriebenen Einrichtung wird angegeben, dass, so lange die Frequenz des Geberfunkens konstant gehalten wird, eine Nachregulierung nicht erforderlich ist, daher selbst minder geübte Telegraphisten mit dieser Einrichtung arbeiten können.

Bei den Probe- und Uebernahmsversuchen, welche im allgemeinen ein sehr günstiges Ergebnis lieferten, konnten 20 bis 30 Worte in der Minute befördert und aufgenommen werden, wobei jedoch nicht bereits vorbereitete Telegramme, sondern unmittelbar vor der Abgabe beliebig gewählte Telegramme zur Entsendung gelangten. Diese überraschend hohe Telegraphiergeschwindigkeit ist nur der grossen Empfindlichkeit und dem unmittelbaren Ansprechen des Wellenanzeigers zu danken, welcher auch sofort nach Aufhören der Einwirkung in den ursprünglichen gutleitenden Zustand zurückkehrt.

Für die Einrichtung wurde von dem bekannten Telegraphentechniker Sir Nevil Maskelyne noch eine Vorrichtung geschaffen, welche gestattet, die einlangenden Telegramme an Stelle des Telephons mittels Morseschreibers oder Klopfers aufzunehmen. Auch diese Vorrichtung soll sich bei diesen Versuchen bestens bewährt haben. Details über die Ausgestaltung dieser Vorrichtung sind dermalen jedoch noch nicht verlautbart.

Neuerungen an dem System der drahtlosen Telegraphie von Prof. Reginald A. Fessenden[1]). Das in Band V d. S. „Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie“ S. 44 beschriebene System der drahtlosen Telegraphie von Fessenden hat neuerdings eine Reihe von Verbesserungen erfahren. Der früher verwendete und gleichfalls vorgeführte Wellenanzeiger wurde noch durch ein viel empfindlicheres Instrument, den Barretter, welcher hier bereits unter Wellenanzeiger beschrieben ist, ersetzt.

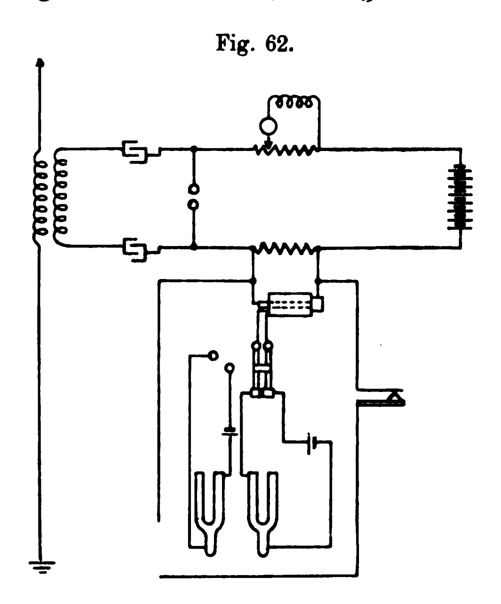
---

[1]) Electrical World 1903, Nr. 12.



Als zweite Neuerung wird eine Methode zur Erzeugung elektrischer Wellen angegeben, um sie dann unabhängig von der Frequenz der Entladung in Gruppen zu zerlegen. Es wird hierdurch zur Erzielung einer wahlweisen Telegraphie eine doppelte Auswahl ermöglicht. So kann der Empfangskreis gleichzeitig auf die Wellenfrequenz und auf die Gruppenfrequenz abgestimmt werden, so dass ein Dazwischentreten Unbefugter nur bei der unwahrscheinlichen Kenntnis beider Werte möglich wäre. Ferner ermöglicht diese Art der Abstimmung, vorläufig allerdings nur theoretisch, eine grosse Zahl unabhängiger

Fig. 62.

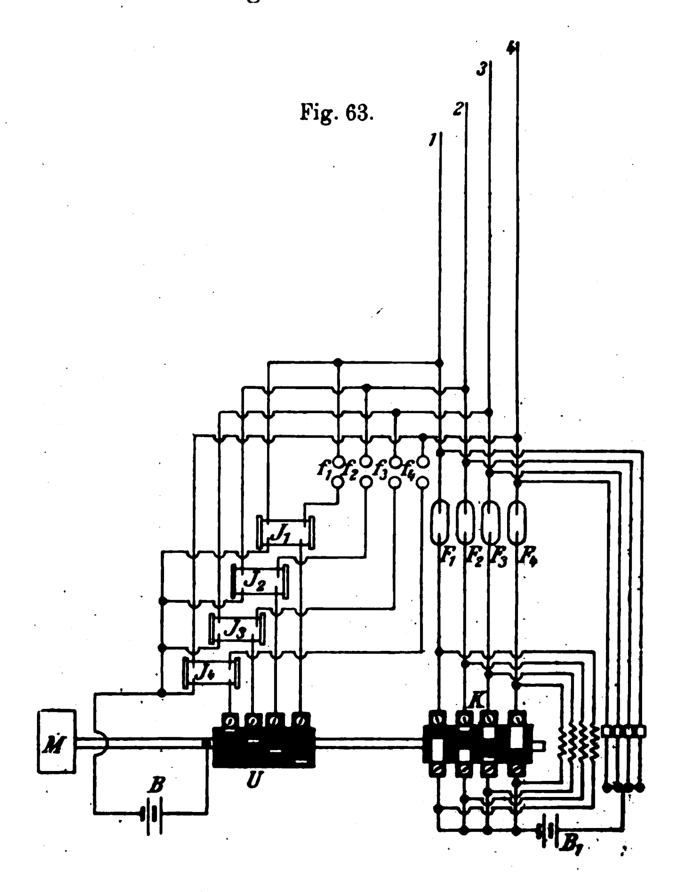


Abstimmungen. Fig. 62 zeigt schematisch die Anordnung einer solchen Sendestation. Aus derselbem lässt sich leider nicht viel ersehen, da die Beschreibung äusserst lückenhaft war, und hier, um jede Irreführung zu vermeiden, auf eine nähere Erklärung nicht eingegangen werden will, und zwar dies um so mehr, als sich aus den nachfolgenden Erläuterungen über das Wesen der Einrichtung ohnedies ein klares Bild gewinnen lässt.

In der Praxis gelangt eine Serie von zwei oder mehreren senkrechten Drähten, für diese Ausstrahlung der Wellen (1, 2, 3, 4 u. s. w. Fig. 63) zur Verwendung, welche einesteils mit den oberen Funkenkugeln der Funkenstrecken f_1 bis f_4 und andrerseits in Abzweigung mit dem einen Pole des Wellenanzeigers F_1 bis F_4 verbunden sind. Von der zweiten Funkenkugel jeder Funkenstrecke geht je ein Draht zu

einem der Induktorien I_1 bis I_4. Der zweite Draht der Sekundären der Induktorien geht wieder zur oberen Funkenkugel zurück und schliesst sich an den zugehörigen Luftdraht an. Die Primärwindungen dieser Induktorien stehen gemeinschaftlich mit dem einen Pole der Batterie B in Verbindung, wogegen der zweite Pol mit der Achse des von einem Motor M getriebenen Walzenumschalters U und von

Fig. 63.



da mit den einzelnen Kontaktlamellen dieses Umschalters verbunden ist. Diese Kontaktlamellen sind auf der Walze so angeordnet, dass die feststehenden Schleiffedern, welche zum zweiten Ende der primären Induktorwindungen führen, nicht gleichzeitig, sondern nur in einer gewissen Reihenfolge nacheinander berührt werden können. Die Bethätigung der einzelnen Induktorien und der zugehörigen Funkenstrecken findet sohin nicht gleichzeitig, sondern in gewissen Zeitabständen statt. Die durch das Ueberspringen der Funken entstehen-

den Oscillationen werden nur auf den zugehörigen Luftdraht übertragen. Es entsendet sonach jeder Luftdraht gesondert die ihm aufgezwungenen Schwingungen in Form elektromagnetischer Wellen in den Raum. Da die Kontakte des Walzenumschalters nach Bedarf verstellt werden können, ist auch die Möglichkeit gegeben, die von den einzelnen Luftdrähten zu entsendenden Wellen in beliebiger Reihenfolge ausstrahlen zu lassen, wodurch eine Reihe von Kombinationen erzielt werden kann. Andererseits kann wieder die Periode der von jedem Luftdraht entsendeten Wellen und somit auch deren Länge durch entsprechende Wahl des Produktes: Kapazität × Selbstinduktion, von dem der anderen Drähte verschieden gehalten werden, was auch aus praktischen Gründen zu empfehlen ist. Ist nun der jedem Empfangsdrahte zugehörige Empfangskreis nur auf den zugehörigen Sendekreis abgestimmt, so wird jeder Empfangskreis nur durch die von dem zugehörigen Sendekreise entsendeten Wellen und zwar in derselben Reihenfolge, wie selbe durch die Anordnung der Kontakte des Walzenumschalters bestimmt ist, angeregt werden. Es ergibt sich hierdurch wieder eine Reihe von möglichen Kombinationen. Dementsprechend werden die von der entfernten Sendestation einlangenden elektrischen Wellen nur in der bestimmten Reihenfolge von den Luftdrähten 1, 2, 3, 4 aufgenommen und den Wellenanzeigern F_1 bis F_4 zugeführt werden können. Damit ein Ansprechen des Empfangsapparates jedoch nur dann stattfinden kann, wenn diese Reihenfolge in den genau bestimmten Zwischenzeiten eingehalten wird, steht jeder der Wellenanzeiger gleichfalls mit einer auf der gleichen Achse wie die Sendewelle befindlichen Empfangswalze in leitender Verbindung, durch welche die Verbindung mit der Batterie und dem zugehörigen Relais oder sonstigen Apparate in dem gleichen Zeitpunkt hergestellt wird, in welchem der zugehörige Wellenanzeiger angeregt wird. Nur dann, wenn alle die zu jedem Wellenanzeiger zugehörigen Relais bethätigt sind, vermag der eigentliche Zeichennehmer ein sicht- oder hörbares Zeichen niederzulegen. Werden diese Zwischenzeiten nicht eingehalten, so muss eines oder das andere Relais auslassen und eine Zeichenaufnahme ist unmöglich. Selbstredend hierbei ist, dass die Motoren der sendenden und empfangenden Station nahezu synchron laufen müssen. Da nun jeder Wellenanzeiger nur auf Wellen bestimmter Perioden anspricht, wird ein Empfang nur dann stattfinden können, wenn Wellenlängen und Zeitperioden des Senders und Empfängers genau übereinstimmen.

Ausser den bereits früher vorgeführten Eigentümlichkeiten des

Fessendenschen Systems bringt diese Art und Weise der gegenseitigen Abstimmung eigentlich wenig Neues und ist als nichts anderes wie eine interessante Kombinierung der Originalideen von Tesla und von Anders Bull (s. d. S. Bd. V. S. 89 u. 103) auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie anzusehen.

Eine weitere Neuerung von Fessenden[1]) bezieht sich auf eine eigenartige Anordnung der Sendedrähte mit gleichmässig verteilten Kapazitäten. Bei allen anderen Formen von Sende- und Empfangsleitern sind die Koeffizienten der Kapazität und Selbstinduktion an einem hervorstehenden Punkte konzentriert, wogegen selbe bei der Anordnung von Fessenden gleichmässig verteilt werden. Durch die gleichmässige Verteilung der Kapazität, welche, mit der komplementären Selbstinduktion verglichen, sehr gross ist, wird nicht nur bezweckt, ein wirksameres System von ausstrahlenden Luftdrähten zu erhalten, sondern auch angestrebt, die einlangenden Wellen ohne Zuhilfenahme eines Wellenanzeigers direkt in Morsezeichen umsetzen zu können.

Durch diese Methode der Kapazitätsverteilung soll nach Fessenden eine grössere Annäherung an die reine Sinuswelle erreicht werden als bisher, weil eine bedeutend geringere Anzahl harmonischer Wellen miterzeugt wird. Um diesen Zweck zu erfüllen, wird eine entsprechende Anzahl von Drähten (Fig. 64) zu einem Käfig geformt und werden die Enden der ausstrahlenden Drähte von einem isolierenden Ringe gestützt. Hierdurch erhält man einen Wellenstrahler von geringem Widerstand und einer im Vergleiche zu einem einzigen Drahte grossen Kapazität.

Bei Verwendung eines solchen Käfigs als Sender und Empfänger der Wellen erfüllt sich auch eine zweite Bedingung für ein gutes Arbeiten, indem die Frequenz der Schwingungen eine sehr niedrige wird.

Nach Versuchen von Lodge ergab sich, dass durch Vergrösserung der Kapazität und Selbsinduktion, die Zahl der Schwingungen in einem geschlossenen Schwingungskreise so weit herabgedrückt werden konnte, dass sie der Zahl der Schwingungen eines musikalischen Tones gleichkam. Collins zeigte wieder, dass durch Hinzufügen von Kapazität und Selbstinduktion zu einem offenen Schwingungskreise, dessen eines Ende mit der Erde verbunden war, die Schwingungsperiode auf einen Wert herabgedrückt werden konnte, welcher mechanischen Schwingungen entsprach.

---

[1]) Electrical World 1903, Nr. 21.



Da bei der Anordnung von Fessenden entgegen den erwähnten Versuchen die Kapazität jedoch gleichmässig verteilt ist, und hierdurch die Entstehung reiner Sinuswellen gefördert wird, eignet sich diese Anordnung besonders für Zwecke der abgestimmten Wellentelegraphie, da die Sinuswelle der wichtigste Faktor für die Erzielung elektrischer Resonanz ist.

Eine weitere Anordnung von Fessenden[1]), mittels welcher gleichfalls eine wahlweise Telegraphie ermöglicht werden soll, zeigt

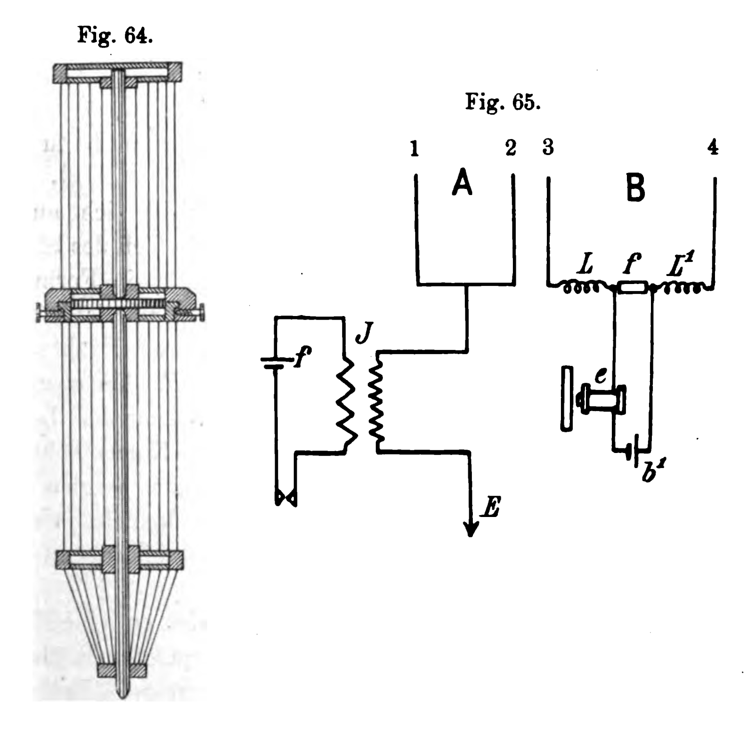


Fig. 65. A stellt die sendende, B die empfangende Station dar. In der Sendestation ist ein Ende der sekundären Windung des Induktoriums I mit dem Luftdrahte, das zweite Ende mit der Erde E verbunden. Der Luftdraht besteht aus zwei getrennten Drähten 1 und 2, welche eine verschiedene natürliche Schwingungsperiode haben. In der Empfangsstation wird der Wellenanzeiger nicht geerdet, sondern es steht ein Ende dieses Anzeigers mit dem Luftdraht 3 und das andere Ende mit dem Luftdraht 4 unter Zwischenschaltung von Selbstinduktionen L in Verbindung. Die Verbindung des Wellenanzeigers mit dem Em-

[1]) The Electrician, 1903, Nr. 1331.

pfangsapparate e ist aus der Figur ohne weiteres verständlich. Durch Aenderung der Selbstinduktionen L und L^1 werden die beiden Empfangsdrähte 3, 4 in Abstimmung mit den beiden Sendedrähten 1 bezw. 2 gebracht. Demnach wird 3 nur die von 1 und 4 nur die von 2 entsendeten Wellen aufnehmen können. Wenn 3 und 4 Wellen der gleichen Frequenz aufnehmen, wird zwischen den Enden des Wellenanzeigers keine Potentialdifferenz auftreten, also der Wellenanzeiger auch nicht ansprechen können. Treffen jedoch die von der Sendestation entsendeten Wellen verschiedener Periode die Luftdrähte der zugehörigen Empfangsstation, dann wird an den Enden des Wellenanzeigers eine Potentialdifferenz auftreten und diesen zum Ansprechen bringen müssen. Es kann daher eine andere Station, welche nur Wellen einer Frequenz entsendet, die Empfangsstation B in keiner Weise beeinflussen.

Ein neueres Patent von Fessenden[1]) bezieht sich auf eine Einrichtung zur Wellenausstrahlung, bei welcher ein Teil des Strahlers zum Zwecke der Erzielung einer grossen Kapazität in Form eines Konus ausgestaltet ist. Dieser Metallkonus K (Fig. 66) ist entweder aus einem Metallblatt oder aus einem Netzwerk von Drähten hergestellt und dient dem Zwecke, die ausgestrahlten Wellen abzulenken und längs der Erdoberfläche zu führen. Ein horizontaler Leiter h von der Länge des Durchmessers der Basis dieses Konus dehnt sich in der Richtung, in welcher die Wellen fortgepflanzt werden sollen, aus. Zwischen diesem Leiter und dem Konus befindet sich die Funkenstrecke f und wird in deren Verbindung mit dem oberen Leiter vorteilhaft eine Selbstinduktion L geschaltet.

Das letzte Patent von Fessenden[2]) bezieht sich auf eine Methode der Umwandlung von Wechselströmen in hochfrequente Oszillationen bei Antrieb eines Generators durch eine Dampfturbine. Es ist, wie der Erfinder klarstellt, selbst bei Anwendung schnelllaufender Dampfmaschinen zum Antriebe der Generatoren, unmöglich, dem Anker die erforderliche Umlaufsgeschwindigkeit zu erteilen, und können auf diesem Wege höchstens 3000 bis 4000 Umdrehungen in der Minute erzielt werden. Um die erforderliche Umdrehungszahl von 25000 bis 30000 Umdrehungen in der Minute zu erhalten, muss eine Dampfturbine zur Anwendung gelangen.

In Fig. 67 stellt D die Dampfturbine und G den Generator

[1]) Electrical World 1904, Nr. 12.
[2]) Electrical World 1904, H. 3.



dar. Dieser ist eine Wechselstrommaschine mit rotierenden Polen und arbeitet auf den Transformator T. Das durch die Transformation gesteigerte Potentiale der Sekundären ladet den Kondensator K, welche sich endlich über die Funkenstrecke f entladet und in dem Luftdraht Schwingungen erregt. Durch diese Anordnung des Generators in Verbindung mit der Dampfturbine wird eine hohe Umfangsgeschwindigkeit bei geringem Umfange der beweglichen Teile erreicht.

Die Vorteile dieser Einrichtung werden durch eine Anzahl von Thatsachen erwiesen. Durch den Antrieb eines Generators mit einer Armatur von kleinem Durchmesser von einem Motor mit konstanter

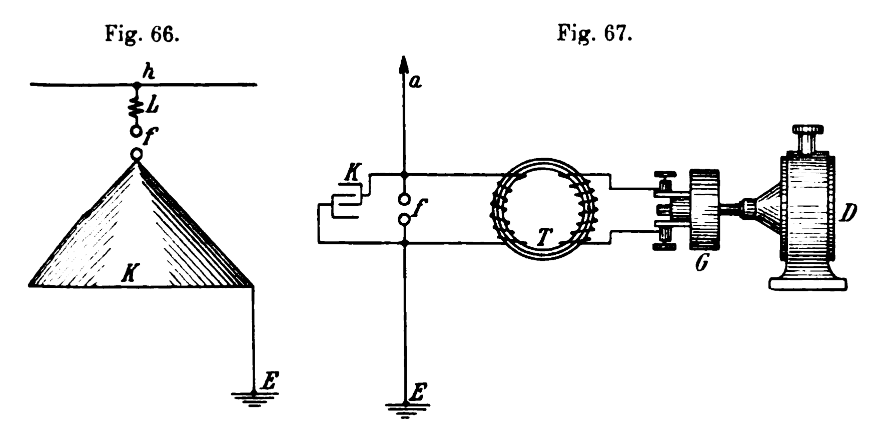


Fig. 66. Fig. 67.

Drehkraft lässt sich eine Umfangsgeschwindigkeit erreichen, welche bei einem Durchmesser der Armatur von 0,6 m 16 km in der Minute beträgt. Wenn die Polstücke eine Breite von 1,2 mm haben, so lassen sich 100000 Perioden in der Sekunde erreichen. Mit einer schnelllaufenden Maschine von 600 Umdrehungen in der Minute müsste, bei Einhaltung der gleichen Polweite, der Durchmesser der Armatur, um die gleiche Periodenzahl zu erhalten, annähernd 80 m betragen.

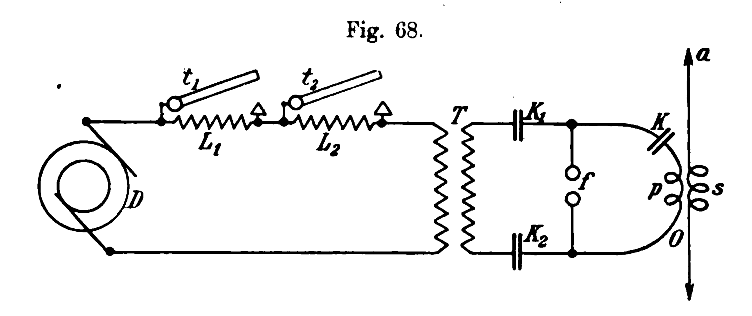
Durch entsprechende Uebersetzungen liesse sich wohl auch die gleiche Periodenzahl erreichen, allein der Ungleichförmigkeitsgrad würde hier unangenehm zur Geltung gelangen, während der Lauf der Dampfturbinen, bei gleichbleibender Belastung, ein vollkommen gleichförmiger ist. Eine hohe Umfangsgeschwindigkeit ermöglicht die Zahl der Pole zu verringern, wodurch Störungen durch Resonanz nahezu ausgeschlossen werden. Es lässt sich auch auf diese Weise eine leichte und tragbare Telegrapheneinrichtung schaffen, und wird eine solche keinen Anlass zur Entstehung von Vibrationen geben, durch welche das Arbeiten der Station gestört werden kann.

Die neueren Sendeanordnungen von Fleming und Marconi[1]). Diese in Fig. 68 für die Uebertragung der Schwingungen auf einen und in Fig. 69 für die Uebertragungen der Schwingungen auf zwei Luftdrähte dargestellten Sendeanordnungen weisen wenig neue Gesichtspunkte auf und sind als nichts anderes denn eine Verbesserung der bereits in „die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie“ vorgeführten Anordnungen zu betrachten.

Es gelangen hier zwei Kondensatoren zur Anwendung, von welchen nach der Ansicht der Erfinder der eine die Rolle des wirksamen, der zweite hingegen die Rolle des hemmenden Kondensators spielen soll.

In den beiden Figuren stellt D die speisende Wechselstromdynamo dar, deren Strom die Primärwindung des Transformators T durchläuft.

Fig. 68.



L_1 und L_2 sind Selbstinduktionen, welche durch die Tasten t_1 und t_2 kurz geschlossen werden können. Die Selbstinduktion des Kreises ist zur Erzielung einer guten Abstimmung regulierbar gestaltet. Der Sekundärkreis des Transformators umfasst die Funkenstrecke f, die beiden symmetrisch angeordneten Kondensatoren K_1 und K_2, welche zur Sekundärwindung und Funkenstrecke symmetrisch angeordnet sind. Es lässt sich allerdings auch nur ein Kondensator anwenden, allein es scheint wünschenswert, deren zwei zu gebrauchen, von welchen dann jeder die doppelte Kapazität des aktiven Kondensators K haben kann. Dieser wirksame Kondensator ist ebenso wie die Primäre p des Schwingungstransformators O in Abzweigung zur Funkenstrecke geschaltet Werden jedoch (Fig. 69) zwei Funkenstrecken verwendet, so sind diese in Serie zu den Kondensatoren K_1 K_2 des Stromkreises der Sekundären des Transformators T geschaltet. In Abzweigung zu jeder der Funkenstrecken findet sich sodann ein wirksamer Kondensator K in Verbindung mit der Primären des Wellentransformators O. Zwei Luftdrähte a, a,

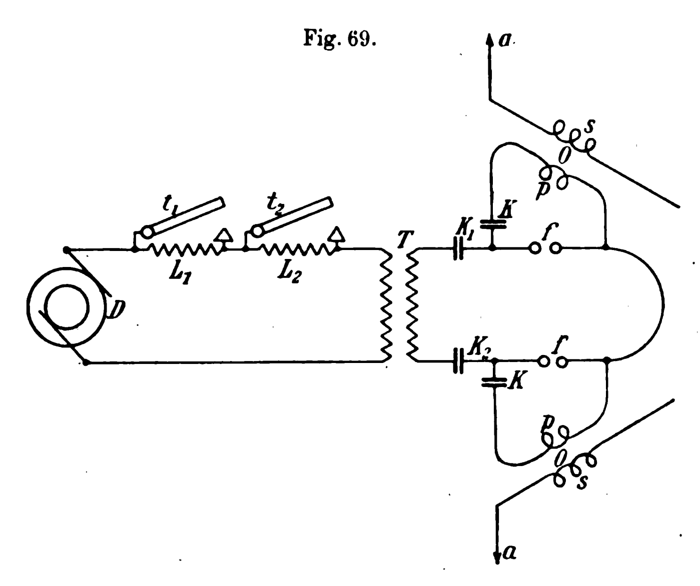
[1]) L'Éclairage Electrique 1903, H. 32.

mit den Sekundären des Schwingungstransformators verbunden und geerdet, schliessen das System ab.

Inwiefern diese Anordnung eine patentierte Neuerung darstellen soll, lässt sich schwer begreifen, da ähnliche Anordnungen bereits früher von Tesla und anderen angegeben wurden. Es könnte sich diese nur auf die Anordnung von Selbstinduktionen im Primärkreise und eines Kondensators in Abzweigung zur Funkenstrecke beziehen.

Die Einrichtungen von Prof. Sylvanus P. Thomson, um bei Anwendung eines Wechselstromes die Funken an dem Taster zu unterdrücken[1]). Zu diesem Zwecke ordnet

Fig. 69.



der Erfinder in dem Stromkreise des Wechselstromgenerators, vor den durch diesen Strom zu betreibenden Apparaten, eine passende Selbstinduktion in Verbindung mit einem Kondensator von entsprechender Kapazität an. Selbstinduktion und Kapazität sind hierbei so gewählt, dass sie in Serienschaltung zusammen ein Resonanzsystem bilden, welches dem Wechselstrome den Durchgang gestattet. Als Beispiel hierfür wird, wenn der Generator eine Frequenz von 50 Perioden in der Sekunde liefert, eine Kapazität von 10 Mikrofarad und eine Selbstinduktion von 1 Henry zu wählen sein. Es ist hierbei von Vorteil, die Selbstinduktion etwa durch Verwendung von Gleitkontakten in der bekannten Weise regulierbar zu gestalten. Um nun den Wechsel-

[1]) The Electrician 1903, Nr. 1331.

strom zur Erreichung von Signalen zu unterbrechen, wird dieses beschriebene Resonanzsystem mit einer der nachfolgenden Einrichtungen kombiniert: a) einem Leiter, um den Kondensator kurz zu schliessen, wobei ein Taster zur Herstellung dieses Kurzschlusses mit diesem Leiter in entsprechender Verbindung steht; b) einem mit einem Taster in Verbindung stehenden Nebenschluss; c) einer Anordnung, durch welche die Kapazität dieses Kondensators durch Hinzufügen oder Hinwegnehmen von Kapazität in irgend einer der bekannten Weise geändert wird, wobei man sich ebenfalls eines Tasters bedient (diese Kapazitätsänderung lässt sich auch auf mechanischem Wege in der Weise bewerkstelligen, dass die Entfernung zwischen den einzelnen Kondensatorplatten geändert wird); d) einer Einrichtung zum Kurzschluss der Selbstinduktion mittels Tasters; e) einer Einrichtung, um zur Selbstinduktion mittels Tasters einen Nebenschluss zu schalten, oder endlich f) einer Einrichtung, um die Selbstinduktion entweder durch Vergrössern oder Verringern derselben mittels Tasters zu ändern.

Der Vorteil der beschriebenen Art der Zeichengebung ist darin gelegen, dass, wenn die Kapazität oder Selbstinduktion durch den Taster kurz geschlossen oder in Nebenschluss gebracht bezw. verändert wird, der durch dieses System hindurchgehende Strom auf eine sehr geringe Quantität herabsinkt, so dass bei Herstellung des normalen Zustandes, durch Oeffnen der Verbindung der auftretende Funke sehr gering ist. Es ist hierbei vorzuziehen, eine der vorbeschriebenen Aenderungen durch den Taster dauernd aufrecht zu erhalten und den normalen Zustand des Resonanzsystems erst durch Niederdrücken des Tasters herzustellen. Die Zeichen werden hierbei in der gewöhnlichen Weise durch abwechselndes Oeffnen bezw. Schliessen des Tasters gegeben. Statt die Kapazität und Selbstinduktion direkt in den Generatorkreis zu schalten, können dieselben auch in einen Sekundärkreis, der durch einen Transformator erregt wird, geschaltet werden. Unter Anwendung der vorhin beschriebenen Mittel zur Aenderung der Selbstinduktion oder Kapazität lässt sich die effektive Selbstinduktion des Primärkreises durch die geänderte wechselseitige Induktion ebenfalls in entsprechender Weise verändern.

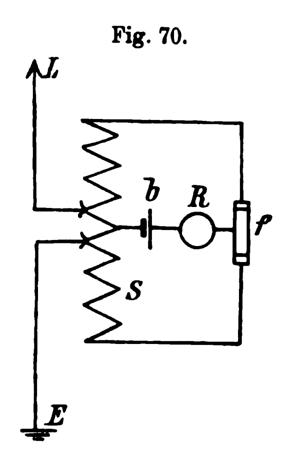
Die Einrichtungen von M. A. T. Collins[1]. Collins schlägt vor, die Sekundärwindung der Induktionsspule einesteils mit einem Kondensator und anderenteils mit der Erde zu verbinden. Für den Empfang ist die Anlage in ähnlicher Weise angeordnet, indem das

[1]) L'Éclairage Electrique 1903, Nr. 52.

für die Zeichenaufnahme verwendete Telephon mit dem einen Ende mit der Erde und das andere Ende mit einem Kondensator in Verbindung steht. Je nachdem man nun in der Sendestation durch einen Zeichengeber den Kondensator ein- oder ausschaltet, werden die Unterbrechungen der Induktionsspule von verschiedener Frequenz sein. Das Telephon wird demnach zwei verschiedene Töne aufnehmen, die in der Weise der Striche und Punkte des Morsealphabetes kombiniert werden können. An und für sich in der Idee nicht neu, ist diese Anordnung doch als Uebertragung auf das Gebiet der drahtlosen Telegraphie erwähnenswert und kann möglicherweise einen neuen Ausgangspunkt für eine gegenseitige Abstimmung bilden.

Neuerung an der Einrichtung der Empfangseinrichtung nach dem System Rochefort[1]). Der Luftdraht L (Fig. 70) ist hier nach Zwischenschaltung einiger Windungen des Resonators mit der Erde verbunden. Wird die Windungszahl und die Windungslänge entsprechend gewählt, so übertragen sich die in dem Luftdrahte entstehenden Schwingungen auf den Resonanzkreis und entstehen an den Fritterenden gleiche Potentiale von entgegengesetztem Vorzeichen. Der Fritter f ist, um die Anwendung von Kondensatoren zu umgehen und den Lokalkreis dennoch nicht kurz zu schliessen, dreipolig ausgeführt, d. h. er besteht eigentlich aus zwei in Serie geschalteten Frittern. Die Batterie b mit dem Relais R ist an den mittleren Pol des Fritters und an die Mitte der Selbstinduktionsspule S angelegt. Aus der ganzen Anordnung ist zu ersehen, dass das Prinzip der aufgezwungenen Schwingungen, wie solches früher vielseitig zur Anwendung gelangte, hier ganz einfach auf den Empfangskreis übertragen wurde. Ob dies gegenüber der induktiven Uebertragung mittels Transformators einen Vorteil bedeutet, ist jedenfalls fraglich und scheint daher diese Anordnung nur eine Vereinfachung der Einrichtung zu bezwecken, was ja auch aus der Hinweglassung des Kondensators in der angegebenen interessanten Weise hervorzugehen scheint.

Fig. 70.



Neuere Anordnungen von Lodge und Dr. Muirhead[2]).

---

[1]) Bulletin de la Societé International Électrique Nr. 30.

[2]) L'Éclairage Électrique 1903, Nr. 52.

Diese neuern Anordnungen bezwecken, die Abstimmung zwischen Sender und Empfänger möglichst scharf gestalten zu können, und haben die Erfinder einen Kondensator zwischen Luftdraht und Erde geschaltet. Diese zusätzliche Kapazität ist stets in Serie zu den bereits vorgesehenen Kapazitäten geschaltet. Diese Art der Anordnung lässt sich in verschiedenen Kombinationen durchführen und sind diese in den Fig. 71 bis 74 dargestellt. Grundsätzlich wird hier eine regulierbare Induktanz zwischen zwei Kondensatoren geschaltet und ist von letzteren mindestens einer veränderlich gemacht, um auf die genaue Wellenlänge einstellen zu können.

Fig. 71. Fig. 72.

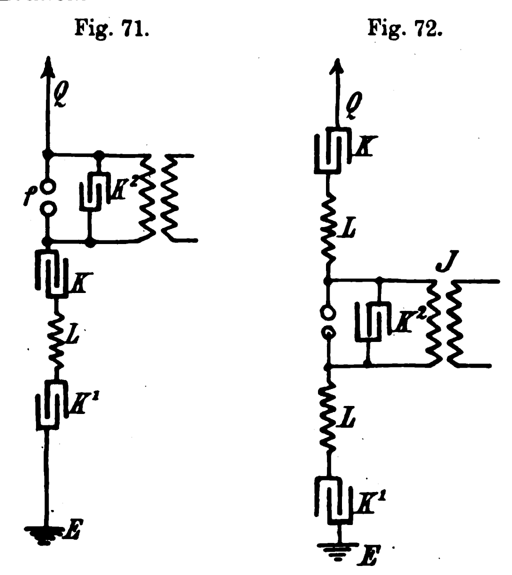


Fig. 71 stellt eine Senderanordnung dar, bei welcher die Funkenstrecke f auf der einen Seite direkt an den Luftdraht angeschlossen ist, während sie an der anderen Seite von der Erde durch zwei Kondensatoren K K′, deren einer regulierbar ist, getrennt wird. In Fig. 72 sind die beiden Kapazitäten symmetrisch zur Funkenstrecke verteilt. Das Gleiche geschieht hier mit der Selbstinduktion L, welche hier auf zwei Rollen unterteilt ist. Fig. 73 stellt eine weitere Variante der beiden vorhergehenden Anordnungen dar und bedarf keiner weiteren Erklärung. Fig. 74 zeigt eine Anordnung, bei welcher die Schwingungen nicht direkt im eigentlichen Sendekreise erzeugt, sondern auf denselben durch Transformation übertragen werden. Auch hier bedarf es keiner besonderen Erläuterung.

Die Fig. 75 und 76 stellen die Details des Mechanismus dar,

welcher für die Zeichengebung angewendet wird, und zeigt Fig. 75 die Anordnung schematisch an, wogegen Fig. 76 einen Schnitt des Apparates samt allen Details wiedergibt. Aus dem Schema Fig. 75 ergibt sich, dass zwei Elektromagnete e e′, mit Ankern a a′ ausgerüstet, hierfür zur Benutzung gelangen. Der Anker a bewegt sich zwischen zwei Kontakten k und wird im Ruhezustande durch eine Feder in der gezeichneten Lage erhalten. In gleicher Weise erhält eine Feder auch den Anker a′, welcher sich zwischen den beiden Kontakten k′ bewegt, in der dargestellten Position. Das Ende des Ankerhebels von a′ ist gelenkig mit dem um die Achse x beweglichen Hebel h verbunden.

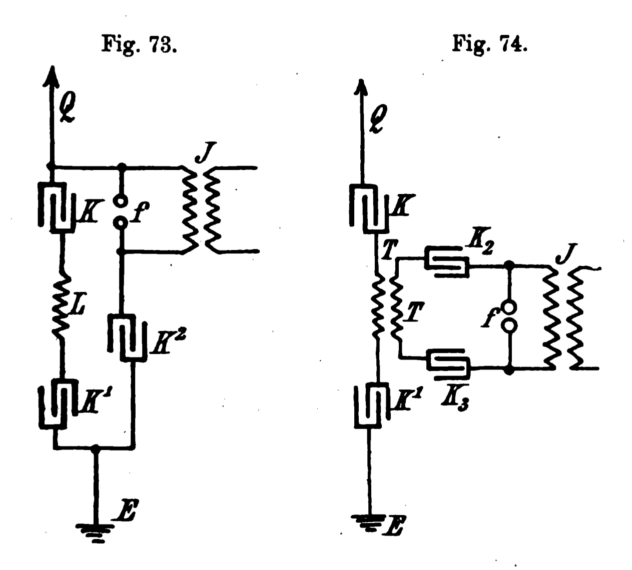


Fig. 73. Fig. 74.

Am Ende dieses sich senkrecht abbiegenden Hebels ist eine Nadel n eingesetzt, welche bei Anziehung des Ankers a′ durch den zugehörigen Elektromagneten in das Quecksilber enthaltende Gefäss taucht. Durch dieses Eintauchen wird nun der Strom für die primäre Windung des verwendeten Induktoriums geschlossen. Die Elektromagnete sind in der angegebenen Weise verbunden und erklärt sich deren wechselseitige Wirkung wie folgt:

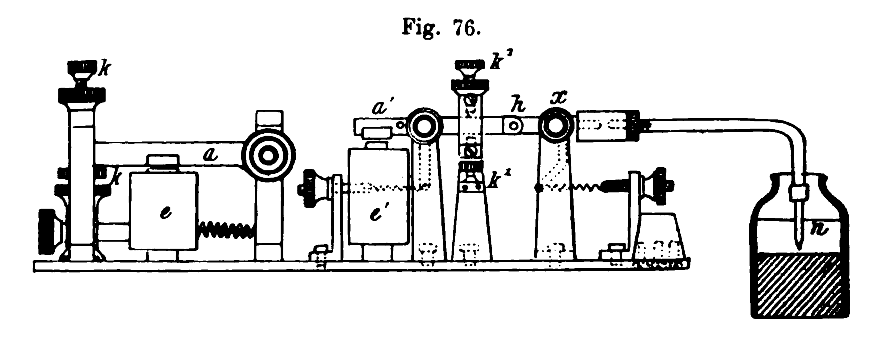
Sobald der Morsetaster z niedergedrückt wird, schliesst sich der Stromweg der Batterie b über den oberen Kontakt k des Ankers a, die Windungen des Elektromagneten e′ und den Taster z. Hierdurch wird der Elektromagnet e′ erregt, zieht den Anker a′ an, es taucht die Nadel n in das Quecksilber und schliesst den Strom für die Primäre des Induktoriums. Gleichzeitig legt sich der Anker a′

auch an den Kontakt k′ an, und nun findet der Strom der Batterie b einen zweiten Weg über k′a′ durch die Windungen des Elektromagnets e. Der Anker a wird angezogen und hebt sich vom Kontakte k ab, wodurch auch der Stromweg für das Relais e[1] unterbrochen wird, welches infolgedessen den Anker a′ loslässt, wodurch nicht nur die Nadel n aus dem Quecksilber herausgehoben, sondern auch der Kontakt

Fig. 75.

zwischen a′ und k′ unterbrochen wird. Demzufolge wird der Elektromagnet e ebenfalls stromlos, der durch die Feder abgerissene Anker a legt sich neuerdings an den Kontakt k und es wiederholt sich das vorbeschriebene Spiel von neuem und zwar so lange, als der Taster z niedergedrückt bleibt. Es entsteht sonach während der ganzen Zeit des Stromschlusses durch den Taster z eine fortlaufende Reihe ab-

Fig. 76.



wechselnder Bewegungen der beiden Anker a a′ zwischen ihren Kontakten. Hierdurch werden auch fortwährende Schliessungen und Unterbrechungen des Stromkreises der Primären des Induktoriums bedingt, was die Erregung einer fortlaufenden Reihe einzelner Wellenzüge während der ganzen Dauer des Tasterschlusses zur Folge hat. Aus dem Querschnitte Fig. 76 lassen sich die Einzelheiten der Einrichtung ersehen. Man erkennt sofort an den verschiedenen Regulierschrauben, dass

sowohl die Bewegungen der Anker aa′ entsprechend begrenzt und die Spannungen der Abreissfedern nach Bedarf geändert werden können, als auch, dass der die Kontaktnadel tragende Hebelteil durch eine Ebonitzwischenlage von den anderen Bestandteilen isoliert ist.

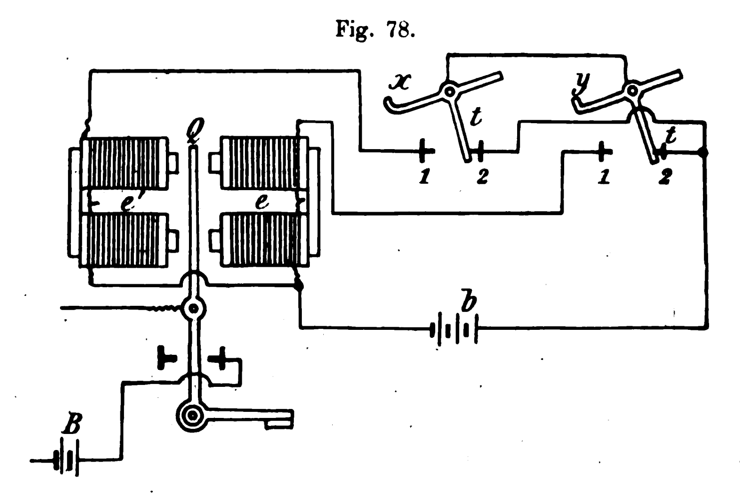
Lodge und Muirhead haben auch eine Anordnung zur selbstthätigen Uebertragung der Zeichen geschaffen, wobei sie sich ähnlich wie bei dem Wheatstoneschen Schnellschreiber vorher perforierter Papierstreifen bedienen. Diese Streifen sind, wie dies Fig. 77 zeigt, in der Mittellinie in regelmässigen Abständen durchlöchert und dienen diese Löcher 1 als Führung für die Vorwärtsbewegung des Streifens. Ein Punkt wird durch Ausschlagen von zwei einander senkrecht zur Mittellinie gegenüberliegenden Löchern 2, 3 am Rande des Streifens (Fig. 77 links) ausgedrückt. Sind diese zwei Löcher, wie dies 4 und 5 (Fig. 77 rechts) zeigen, in der Längsrichtung um den Abstand

Fig. 77.

von zwei Löchern der Mittellinie gegeneinander verschoben, so stellt dies einen Strich dar. Diese beiden Figuren weisen je zwei sich unmittelbar folgende Punkte bezw. Striche auf. Die auf diese Weise vorbereiteten Streifen laufen nun, durch ein Uhrwerk gleichmässig vorwärts geschoben, an den hervorstehenden metallischen Enden xy der selbstthätig wirkenden Tasten tt′ (Fig. 78) vorbei. Diese beiden Tasten sind in der senkrechten zur Mittellinie jedoch etwas zu einander verschoben. Wenn daher der in Fig. 77 dargestellte Streifen sich über diesen beiden Tasten vorbei bewegt, greift vorerst die Spitze y von t′ an das Loch 2 des Streifens und genügt die dadurch bedingte geringe Bewegung der Taste t′, den Stromkreis der Batterie b über Kontakt 1 und Elektromagnet e zu schliessen. Hierdurch wird der Anker Q, über welchen, wie angedeutet, die leitende Verbindung zur Primären des Induktoriums geht, angezogen, schliesst den Stromkreis der Batterie B für das Induktorium und eine Wellenemission findet statt. Unmittelbar darauf kehrt jedoch die Taste t durch den Streifen gedrückt in die Ruhelage zurück, es greift jedoch die Spitze x der Taste t in das Loch 3 des Streifens ein und schliesst in gleicher Weise den Strom der Batterie b, jedoch über den Elektromagneten e′, wodurch der Strom für das Induktorium wieder unterbrochen wird. Die Taste t

wird aber in gleicher Weise wie vorher die Taste t′ durch den Streifen in die Ruhelage gebracht. Die Wellenentsendung kann daher nur kurze Zeit dauern und wird sich dies in der Empfangsstelle durch einen Punkt markieren. Gelangt der Streifen, in welchem ein Strich gelocht ist, über die Spitzen der Tasten t^1 und t, so vollzieht sich ganz derselbe Vorgang, allein der Zeitunterschied zwischen Schluss der Batterie über den Elektromagneten e ist ein viel grösserer und es wird statt einer kurzen eine längere Wellenserie in den Raum entsendet, welche im Empfänger eine Reihe von Punkten oder einen Strich niederlegt. Einen besonderen Wert dürfte diese Einrichtung bei der dermaligen Entwickelung der Wellentelegraphie kaum haben, denn sie stellt nur

Fig. 78.



eine Komplikation dar, die nur dann zu verwenden angezeigt sein dürfte, wenn die Entsendung einer und derselben Nachricht an verschiedene Empfangsstellen nacheinander erfolgen soll.

Das System der drahtlosen Telegraphie von Stone[1]. Mit diesem Systeme wird eine wahlweise Telegraphie in der Weise angestrebt, dass jede Station in der Lage ist, mit einer aus einer Anzahl von Stationen gewählten Station in Verbindung zu treten, ohne eine andere Station hierbei zu stören, oder von ihr gestört zu werden. Alle bisherigen Bestrebungen in dieser Richtung haben sich erfolglos erwiesen.

Zur Erreichung dieses Zweckes suchte Stone eine Sendestation zu schaffen, welche nur einfache harmonische Wellen von ganz be-

---

[1]) Electrical World 1903, Nr. 17.

stimmter Periode entsendet, und desgleichen eine Empfangsstelle, welche gleichfalls nur auf Wellen von einer bestimmten Periode anspricht. Hierdurch wollte er das Resonanzprinzip, welches zu lösen bisher noch nicht vollständig gelungen war, verwirklichen.

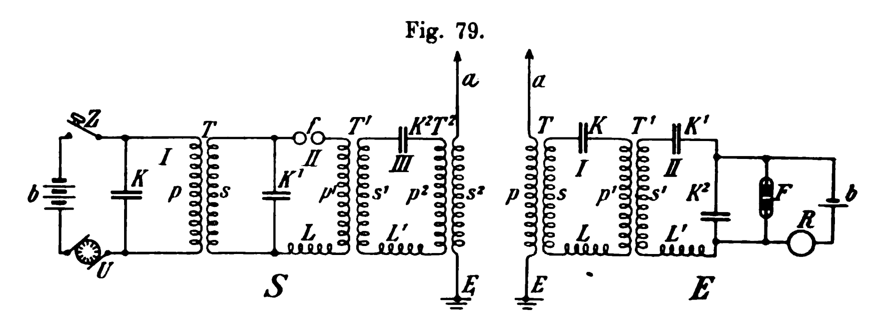
Die Thatsache, dass ein einzelner Stromkreis, welcher Kapazität und Selbstinduktion enthält, eine ganz bestimmte Eigenschwingungsperiode hat, trifft jedoch in der Regel nicht zu, da auf jeden Stromkreis zumeist elektromotorische Kräfte verschiedener Periode einwirken. Es treten jedoch die der Eigenschwingung entsprechenden Schwingungen viel schärfer hervor, wogegen die dieser Periode nicht entsprechenden Schwingungen zum grossen Teile unterdrückt werden. Wenn jedoch dieser Stromkreis in induktive Beziehung zu einem zweiten Stromkreis gebracht wird, so ändert sich die natürliche Schwingungsperiode beider Kreise. Diese Aenderung ist jedoch dann unbedeutend, wenn das Produkt $L'L''$ im Verhältnisse zu M^2 sehr gross ist, wobei L' und L'' die bezüglichen Selbstinduktionen der beiden Kreise und M die wechselseitige Induktion derselben bedeutet. Die in dem ersten Kreise auftretenden Schwingungen anderer als der natürlichen Periode werden bei dieser Uebertragung auf einen zweiten Kreis, welcher die gleiche Periode hat, noch mehr unterdrückt, sozusagen filtriert und kann man bei Anordnung mehrerer solcher Kreise endlich im letzten Kreise zu einer Schwingung von nur einer Periode oder zu einer einfachen harmonischen Welle gelangen.

Wird jedoch dem Systeme eine elektromotorische Kraft aufgezwungen, deren Periode von der natürlichen Periode des Kreises verschieden ist, so wird sie in diesem Systeme forcierte elektrische Schwingungen von der gleichen Periode, wie die der aufgezwungenen E.M.K. hervorrufen. Finden sich nun in dem Systeme keine Reibungsverluste, wie magnetische und dielektrische Hysteresis und wird demselben eine harmonische E.M.K. von gegebener Periode aufgezwungen, so wird das Ergebnis ein einfacher harmonischer Strom der gleichen Periode sein. Auf diesen beiden Thatsachen ist das System von Stone aufgebaut.

Fig. 79 zeigt schematisch die Anordnung einer Sendestation S und einer Empfangsstation E nach diesem Systeme. In den Primärkreis des Transformators T ist die Stromquelle b, der Zeichengeber Z und der Unterbrecher oder Vibrator U in Serie, der Kondensator K jedoch in Abzweigung zur Primärwindung p geschaltet. Der Sekundärkreis dieses Transformators enthält die Sekundärwickelung s von T, die Funkenstrecke f die Primärwindung p′ des Transformators T′ und

die Selbstinduktion L in Serie und die Kapazität K′ im Nebenschlusse. Sobald eine Entladung über die Funkenstrecke stattfindet, müssen in dem Kreise K′fp′L oszillatorische Schwingungen entstehen. Der Vorgang ist hierbei der, dass die Kapazität K′ von s aus geladen wird und sich über die Funkenstrecke f entladet, wobei unter Erfüllung der bekannten Bedingungen die Entladung eine oszillatorische sein muss. Der Schwingungskreis ist hierbei auf eine bestimmte Schwingungsperiode eingestellt. Mit diesem Schwingungskreis ist der zweite Schwingungskreis ohne Funkenstrecke $s^1 K^2 p^2 L^1$ und mit letzterem der Luftdraht a durch die Transformatoren T′ bezw. T^2 induktiv verbunden. Der zweite Schwingungskreis und der Luftdraht sind hierbei auf die gleiche Schwingungsperiode wie der erregende Kreis abgestimmt. $p^1 s^1$ und $p^2 s^2$ bestehen aus nur wenigen Windungen, höchstens 20, und sind auf hölzerne Rahmen von ungefähr 40 cm im Quadrat aufgewunden, die

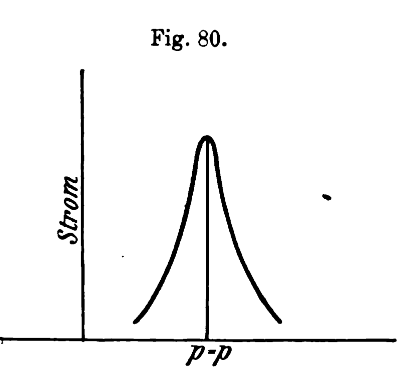
Fig. 79.



wieder annähernd 3 cm voneinander abstehen, um so eine günstige lose Kuppelung zu erreichen. Die Selbstinduktionen L und L^1 sind so gewählt, dass der Bedingung $L L^1$ grösser als M^2 Rechnung getragen ist. In Wirklichkeit sind diese beiden Selbstinduktionen unmessbar klein und müssen daher deren Werte aus den Abmessungen berechnet werden. Durch die Uebertragung der Schwingungen auf einen zweiten Zweig von gleicher Periode und die weitere Uebertragung auf den Luftdraht werden die übertragenen Schwingungen sozusagen fortwährend gereinigt, so dass dem Luftdrahte nur einfache harmonische Wellen von einer ganz bestimmten, vorher festgesetzten Periode zugeführt werden. Es können hierbei um eine vollständige Durchsiebung der Wellen zu erreichen eine Reihe solcher Sekundärkreise $s^1 K^2 L^1 p^2$ angeordnet werden, doch hat sich ergeben, dass normal ein solcher Kreis vollkommen ausreicht, um die erwünschte Reinheit der Wellen zu erhalten. Die Empfangseinrichtung S ist in ganz ähnlicher Weise eingerichtet. Die von dem Luftdrahte a aufgenommenen Schwingungen werden durch den

Transformator T auf den Schwingungskreis s K p [1] L übertragen, wodurch schon eine Durchsiebung der Schwingungen stattfindet. Da dieser zweite Kreis nur auf eine bestimmte Schwingungsfrequenz abgestimmt ist, vermögen ihn nur Wellen gleicher Periode in scharfe Resonanz zu bringen. Hierdurch erhalten die Wellen ein scharfes Maximum, wie dies durch Fig. 80 dargestellt erscheint. Sind die aufgedrückten Wellen nicht einfach harmonisch, sondern enthalten eine Anzahl von Wellen höherer Periode, so ist dieses Maximum nicht so scharf ausgeprägt und einige Teile der höheren Impulse machen sich auch in dem Resonanzkreise bemerkbar. Um nun diese Einwirkung auf den eigentlichen Empfangskreis zu verhindern, wird der zweite Schwingungskreis neuerlich in der für den Sender bereits angegebenen Weise mit einem dritten solchen Kreise induktiv verbunden, von welchem erst über den Kondensator K^2 der eigentliche Empfangskreis, in welchem F den Wellenanzeiger, b die Lokalbatterie und R den Empfangsapparat darstellt, abzweigt.

Fig. 80.



Bei diesen Einrichtungen ist jedoch darauf zu sehen, dass sowohl Hysteresis- und dielektrische Hysteresisverluste ausgeschlossen werden, weil diese Verluste das Entstehen von Resonanz wesentlich beeinträchtigen. Diese Verluste sind nun bei der Anordnung von Stone durch entsprechende Abmessungen der Spulen und Verwendung von Luftkondensatoren fast vollständig vermieden.

Versuche mit diesem Systeme zwischen drei Stationen, die ca. 500 m bezw. 20 km voneinander entfernt waren, zeigten, dass die Grenze der Empfangsfähigkeit innerhalb 10% lag, d. h. dass Aenderungen von 10% in den Perioden, den Empfang von maximaler Stärke auf Null herabzudrücken vermochten. Elektrische Bahnlinien, welche zu diesen Stationen auf ungefähr 30 m Entfernungen verliefen, hatten keinerlei Einfluss auf die Empfangsstation. Bei diesen Versuchen wurden Fritter als Wellenanzeiger verwendet. Fritter eignen sich aber für selektives Arbeiten wegen der zu grossen Schwankungen ihrer Empfindlichkeit nicht. Es soll daher eine andere Form der Wellenanzeiger zur Verwertung gelangen, weil bei einem solchen Systeme die Grenzen der Empfindlichkeit ebenso wichtig sind, wie die wirkliche Empfindlichkeit.

Mit diesem Systeme sollen zwei Eigenschaften, die ein unbe-

dingtes Erfordernis der abgestimmten Funkentelegraphie sind, erreicht worden sein, und zwar dass der Sender nur einfache harmonische Wellen von bestimmter Periode entsendet und der Empfänger nur auf diese Wellen anspricht und gegen andere elektrische Störungen unempfindlich ist.

Ein oberflächlicher Vergleich der vorbeschriebenen Anordnung mit jenen in den Fig. 77 bis 79 in Band V „die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie“ dargestellten Anordnungen von Marconi könnte leicht zu der Anschauung verleiten, dass hier kein wesentlicher Unterschied vorliegt. Dem ist aber nicht so, da die erwähnten Anordnungen von Marconi eigentlich nur bezwecken, die Rückwirkungen auf den primären Stromkreis aufzuheben und die durch das plötzliche Oeffnen und Schliessen des primären Kreises eines Wechselstromtransformators auftretenden Gefahren zu beseitigen, während eine Filtrierung der Wellen in dem von Stone beabsichtigten Sinne in keiner Weise angestrebt wird, was sich schon daraus ergibt, dass auch der zweite Sekundärkreis mit einer Funkenstrecke ausgerüstet ist, sohin die elektrischen Schwingungen in jedem Kreise gesondert erregt und nicht induktiv übertragen werden.

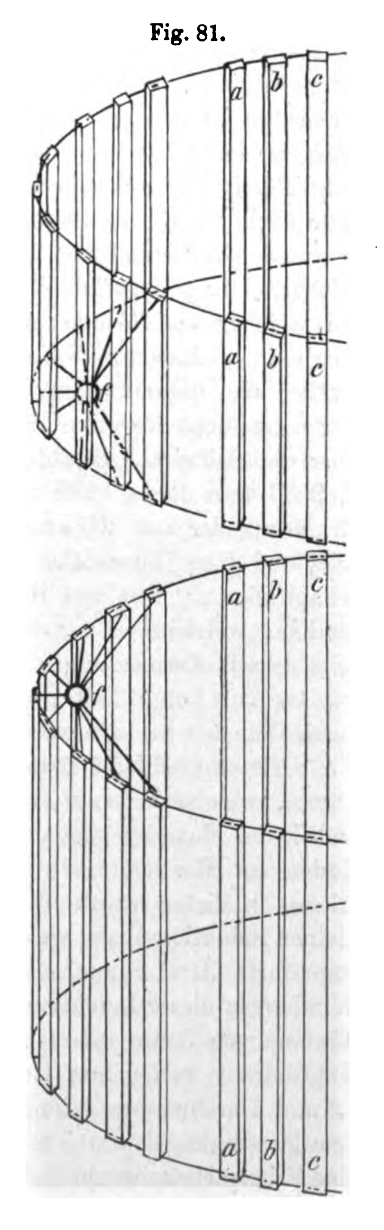
Prof. Dr. Ferdinand Brauns Einrichtung zur Dirigierung der elektrischen Wellen [1]. Nach Braun erteilten amerikanischen Patenten bezieht sich die Erfindung auf die Anwendung von Reflektoren, die der Hauptsache nach aus einem metallischen Gitter von parabolischer Form bestehen. Zu diesem Zwecke wird eine Reihe senkrechter Metallstäbe (Fig. 81) so verbunden, dass eine Art Cylinder entsteht, dessen Leitlinie eine Parabel ist. Jeder dieser Stäbe ist durch einen geraden Draht mit einer in der Brennlinie liegenden kleinen Metallkugel verbunden. Zwei solcher parabolischer Roste werden nun, wie dies die Figur zeigt, so in einer Senkrechten einander gegenübergestellt, dass die beiden Kugeln eine Funkenstrecke bilden. Wird nun diese Funkenstrecke durch ein Induktorium oder sonstige Elektrizitätsquelle in Thätigkeit gesetzt, so werden alle diese Stäbe von ein und demselben Punkte aus erregt, wobei die Phase der Oszillationen der einzelnen Stäbe durch die Länge des Verbindungsdrahtes bestimmt ist. Infolgedessen wird von der Gesamtheit aller Stäbe ein achsenparalleles Strahlenbündel entsendet. Die Erscheinung ist hierbei ganz analog jener eines parabolischen Spiegels, in dessen Brennpunkt eine Lichtquelle liegt, oder jener des Hertzschen Spiegels für elektrische Wellen. Die Eigenart dieser Einrichtung ist jedoch darin gelegen, dass jeder einzelne Stab seine eigenen Schwingungen aussendet,

[1]) Electrical World 1903, Nr. 23.

wobei das Verhältnis zwischen Kapacität und Selbstinduktion so gewählt ist, dass die Schwingungsperiode aller Stäbe gleich wird.

Der Vorteil dieser neuen Anordnung gegenüber einem gewöhnlichen metallischen Parabolspiegel ist, dass mehr Energie übertragen werden kann, weil die Energie von der Kapacität der einzelnen Stäbe abhängig ist und diese sich dadurch vergrössern lässt, dass man Kondensatoren mit den Stäben verbindet.

Fig. 81.



Ein weiterer Vorteil lässt sich noch erreichen, wenn weitere passende Metallstäbe a, b, c, welche mit der Funkenkugel nicht verbunden sind, so angeordnet werden, dass sie eine seitliche Ablenkung der Strahlen verhindern.

Das System der gerichteten Funkentelegraphie von Dr. Georg Blochmann[2]). Der Erfinder geht bei dieser Neuerung von der Grundidee aus, dass der Hauptwert der Nachrichtenübermittelung in deren Geheimhaltung liegt, die Entfernung, über welche noch Nachrichten vermittelt werden können, hierbei aber weniger in Betracht zu ziehen ist. Die Geheimhaltung lässt sich jedoch mit der abgestimmten Wellentelegraphie, so grosse Vorteile selbe auch sonst bietet, nicht erreichen, indem es mit jedem abstimmbaren Empfänger durch Einstellung auf die bestimmte Wellenlänge möglich wird, die Nachrichten aufzufangen. Eine absolute Abstimmung konnte auch bisher nicht erreicht werden und sind manche Erfinder auf diesem Gebiete überhaupt der Ansicht, dass eine solche genaue Abstimmung, nach welcher der Empfänger nur auf eine ganz bestimmte Wellenlänge anspricht, überhaupt

[1]) Electrical World 1904, Nr. 3.

zu den Unmöglichkeiten zählt. Allerdings wird im Gegensatze hierzu von anderer Seite auf Grund praktisch erzielter Ergebnisse und zwar namentlich von Fessenden behauptet, dass man schon so weit vorgeschritten sei, um eine ungestörte zuverlässige Nachrichtenvermittelung auf diesem Wege durchzuführen. Aber schon der Widerstreit der Ansichten ist Zeugnis genug, um zu erweisen, dass man auch hierin noch immer nicht am erstrebten Endziele angelangt ist. Die Unmöglichkeit der Geheimhaltung selbst bei absoluter Abstimmung wurde aber auch bereits nachgewiesen.

Die Geheimhaltung lässt sich nun nach Dr. Blochmann nur mittelst einer gerichteten Wellentelegraphie erzielen, d. i. einer solchen, bei welcher die Wellen in eine ganz bestimmte Richtung gelenkt werden, so dass nur die in der Wellenrichtung liegende Empfangsstation die übermittelten Nachrichten aufzunehmen vermag. Den Ausgangspunkt für seine Idee bildeten die Untersuchungen von Hertz über die elektrische Strahlung, welche in Wiedemanns Annalen in Heft 36 vom Jahre 1888 veröffentlicht wurden. Es dürfte hier zur Erklärung der von Blochmann geschaffenen Einrichtung von Vorteil sein, auf diese Untersuchungen zurückzugreifen und dieselben kurz zu rekapitulieren. Der von Hertz hierbei benützte Apparat war jenem ähnlich, welchen er zur Erzeugung längerer Wellen benützte, nur dass dessen Ausmessungen wesentlich verringert wurden, was naturgemäss zur Folge hatte, dass dieser Oscillator viel kürzere Wellen ausstrahlte als bei den vorhergehenden Experimenten.

Dieser Oscillator bestand aus zwei Messingstäben von je 13 cm Länge, welche in einer Geraden einander gegenübergestellt wurden, wobei die einander gegenüberstehenden die Funkenstrecke bildenden Enden mit Messingkugeln von 4 cm Durchmesser ausgerüstet waren. Diesem Radiator wurde die erregende Energie von den Enden einer kleinen Induktionsspule, welche einen Maximalfunken von 4,5 cm lieferte, zugeführt. Drei Sammlerzellen lieferten den Strom für die primären Windungen dieser Induktionsspule. Die Funkenkugeln wurden in einen Abstand von 3 mm gebracht. Der Wellenanzeiger bestand aus einem Kupferdraht von 1 mm Durchmesser, der zu einem Kreise von nur 7,5 mm Durchmesser gebogen wurde. Ein Ende dieses Drahtes trug eine Messingkugel von 5 mm Durchmesser, während am anderen Ende eine Mikrometerschraube befestigt war, die eine Einstellung der Funkenstrecke auf ein Minimum gestattete.

Mittelst dieser einfachen Apparate konnte Hertz elektrische Strahlen erzeugen, welche ohne besonderen Fehler als der Weg der

elektrischen Wellen zu bezeichnen sind. Diese bestimmten Strahlen elektrischer Kraft benützte Hertz, um alle jene grundlegenden Experimente zu wiederholen, welche vorher als einzig dem Gebiete der Optik zugehörig angesehen wurden.

Hertz wies mit den vorbeschriebenen Apparaten nach, dass diese ausgestrahlten elektrischen Kräfte in ihrem Verhalten der Entsendung von Licht und strahlender Wärme vollkommen identisch sind und sich ebenso wie diese geradlinig fortpflanzen. Dies wurde erreicht, indem er ein Blatt Zink im rechten Winkel zur Strahlungsrichtung eines parabolischen Spiegels einsetzte. Es bildete sich ein ausgeprägter elektrischer Schatten ganz in derselben Weise, wie durch Vorstellen eines lichtundurchlässigen Körpers vor eine im Brennpunkte eines parabolischen Spiegels gelegene Lichtquelle ein Lichtschatten entstanden wäre. Er fand ferner, dass Isolatoren wie Holz, Harze, Pech u. s. w. dem Durchgange langer elektrischer Wellen kein Hindernis entgegensetzten, während alle leitenden Körper wie die Metalle ein Hindernis bildeten. Es wurde auch durch diese Versuche in unzweifelhafter Weise nachgewiesen, dass die elektrischen Wellen ebenso wie das Licht sich in einem gleichförmigen Medium geradlinig fortbewegen.

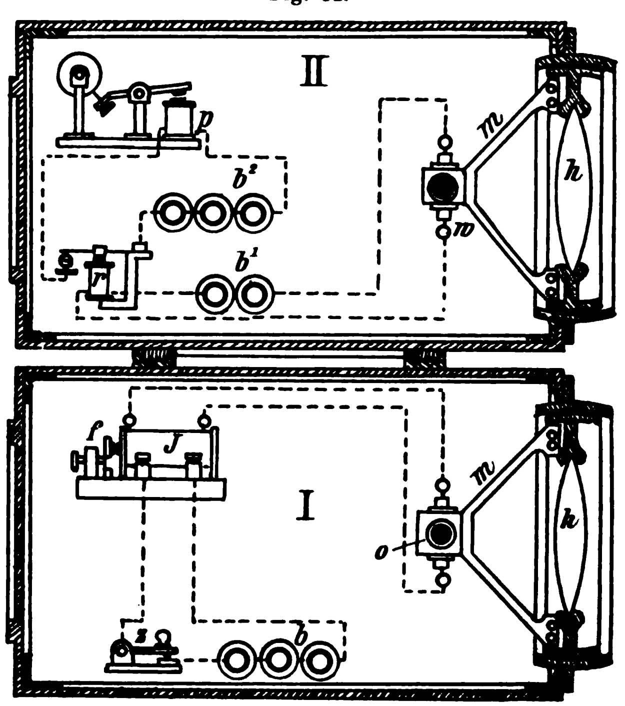
Ebenso konnte die Polarisation und Reflexion elektrischer Wellen, erstere durch Zwischenstellen eines Gitterschirmes, bestehend aus einem Holzrahmen, zwischen welchen Metalldrähte parallel zu einander eingezogen waren, in bestimmter Weise dargethan werden.

Die Möglichkeit der Reflexion elektrischer Wellen wurde von Hertz schon bei seinen vorhergehenden Untersuchungen mittelst metallischer parabolischer Spiegel erwiesen. Diese Reflexion der elektrischen Wellen wurde auch von Marconi bei den ersten von ihm gebauten Apparaten für die drahtlose Telegraphie, allerdings mit unzureichendem Erfolge, auszunützen gesucht.

Die Refraktion oder die Strahlenbrechung, wie solche bei den Lichtstrahlen eintritt, wenn selbe von einem Medium in ein anderes übergehen, ist auch den elektrischen Wellen eigentümlich. Für den Nachweis der Refraktion verwendete Hertz ein Pechprisma von 1,2 m Seitenlänge und 1,5 m Höhe mit einem Brechungswinkel von 30° im Gesamtgewichte von annähernd 600 kg. Die Brechungskante dieses Prismas wurde senkrecht angeordnet, so dass eine elektrische Welle nur von der unteren Seite in das Prisma eintreten konnte. Da nun die Geschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in einem dichteren Medium geringer ist als in Luft, wird das eine Ende der Welle ver-

langsamt und hat, bis endlich die ganze Welle in das Prisma eingetreten ist, der Wechsel in der Wellenspitze auch die Richtung des Strahles in dem Peche geändert. Die Welle schreitet nun innerhalb der homogenen Masse in einer geraden Linie fort, bis deren oberstes Ende zuerst austritt und die beschleunigte Geschwindigkeit der Lichtwellen in der Luft annimmt. Die Welle wird, wenn das untere Ende aus dem Prisma heraustritt, neuerdings aus der Fortpflanzungslinie abgelenkt und bewegt sich der Strahl nicht mehr in der ursprüng-

Fig. 82.



lichen senkrechten Richtung. Es findet hiernach genau ebenso wie beim Licht und der strahlenden Wärme eine Strahlenbrechung statt und wurde hierdurch der letzte Zweifel an der Identität zwischen Licht — strahlender Wärme — und elektromagnetischer Wellenbewegung behoben.

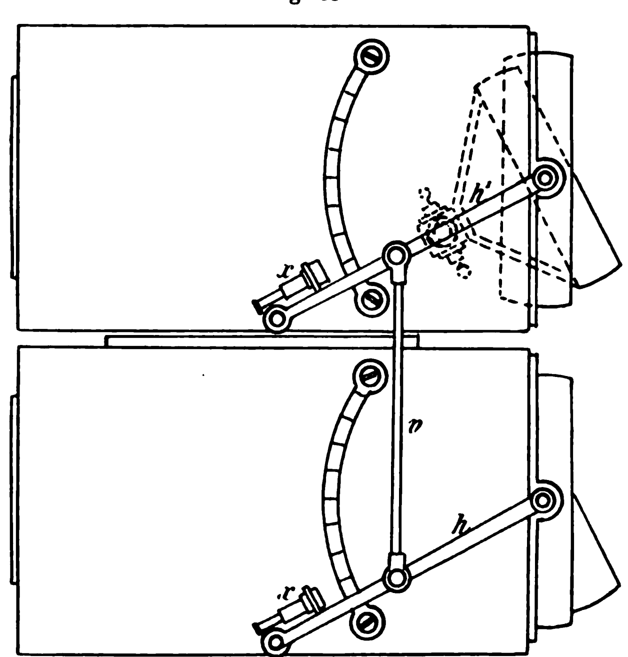
Die Erfindung Blochmanns stellt nun eine praktische Anwendung der von Hertz festgelegten Strahlenbrechung elektromagnetischer Wellen dar und zeigt, wie jede Lücke unserer Erkenntnis der Wellentelegraphie nach und nach ausgefüllt wird. Blochmann hat

sozusagen die Vorzüge des bekannten Heliographen auf die unsichtbaren Signale der Wellentelegraphie übertragen.

Die Einrichtung von Blochmann besteht aus einem Sende- und Empfangsapparate, deren jeder gesondert in einen Metallkasten eingeschlossen ist. Diese beiden Kästen sind (Fig. 82 Schnitt und Fig. 83 Seitenansicht) übereinander aufgestellt. In der mit I bezeichneten Sendeanordnung bezeichnet h eine Linse aus irgend einem die elektrischen Wellen brechendem Materiale, wie Harz, Wachs, Pech etc.



Fig. 83.



Diese Linse verschliesst die einzige Oeffnung des Kastens oder der Kammer und können die im Innern der Kammer erzeugten elektrischen Wellen, da das Metallgehäuse für die elektrischen Wellen undurchlässig ist, nur durch diese Linse in das Freie hinaustreten. Die Kammern sind gross genug, um sämtliche für die Sendung und den Empfang erforderlichen Einrichtungen aufzunehmen und ausserdem dem Telegraphisten das Arbeiten im Innern der Kammer zu ermöglichen. Letzteres ist jedoch kein unbedingtes Erfordernis und lassen sich die Apparate auch so anordnen, dass deren Bethätigung von aussen erfolgen kann. In I stellt nun b die zur Bethätigung des

Induktoriums J erforderliche Elektrizitätsquelle, Z den Zeichengeber, f den Unterbrecher und O den Oscillator oder Radiator dar. Dieser Oscillator ist ausserdem von einem nach vorne offenen, sonst aber ganz geschlossenen Gehäuse umgeben. Anschliessend an dieses Gehäuse ist, von der vorderen Oeffnung ausgehend, ein konisch verlaufendes Metallrohr m angebracht, an dessen erweiterter Oeffnung die Linie h anschliesst.

Die Kammer selbst ist an einem Zapfen drehbar befestigt, so dass sie nach jeder Richtung in der Horizontalen verdreht werden kann. In gleicher Weise ist der Oscillator und das mit ihm in Verbindung stehende Metallrohr samt der Linse um eine horizontale Achse drehbar angeordnet, welche eine Verdrehung des Gesamtkomplexes um 30° in der Vertikalen zulässt. Durch die vereinigte Bewegung der Kammer und der Linse ist es möglich, die Linse in jede Richtung, sowohl in der Horizontalen als auch der Vertikalen einzustellen. Der gleiche Zweck kann aber nach Blochmann auch durch Aufhängen der Kammer in der Art und Weise, wie dies bei Schiffskompassen erfolgt, oder durch Anordnung wie bei den Drehtürmen der Schiffskanonen erzielt werden.

Die mit II bezeichnete Empfangseinrichtung ist in Bezug auf die äussere Form genau so eingerichtet wie der Sender und oberhalb desselben so situiert, dass sie den Bewegungen des ersteren durch die beiden Hebel $h h^1$ und die Verbindungsstange v (Fig. 83) folgen muss. Diese Verbindung kann jedoch gelöst werden, so dass sich diese beiden Kammern unabhängig voneinander bewegen können, was unter gewissen Verhältnissen notwendig wird. In der allgemeinen Anordnung sind sich Sender und Empfänger gleich. An Stelle des Oscillators befindet sich hier jedoch in dem Brennpunkte der Linse h (Fig. 82) der Wellenanzeiger w, welcher entweder ein Fritter oder sonst ein für die Wellenanzeige geeignetes Instrument ist. Die weitere Einrichtung besteht aus dem hier nicht dargestellten Klopfer zur Entfrittung, der Lokalbatterie b^1, dem Relais r und der Batterie b^2 für den Morseschreiber M. An Stelle dieser Einrichtungen kann auch ein selbstentfrittender Fritter in Verbindung mit einem Telephonpaare verwendet werden. Um die Dirigierung der Linsen zu erleichtern, werden kleine Teleskope x, „Finder" genannt, mit den Hebeln $h h^1$ in Verbindung gebracht, durch welche die Empfangsstelle leichter aufgefunden werden kann. Wird diese Empfangsstelle mit dem Teleskope aufgefunden, so ist der Sender auch bereits auf diese Stelle gerichtet.

Die Wirkung der Einrichtung erklärt sich nun einfach dadurch.

dass die von dem Oscillator erzeugten Strahlen, welche die Linse divergierend treffen, von dieser parallel gerichtet in einem Strahlenbündel in den freien Raum entsendet werden. Nur ein in der Richtung dieses Strahlenbündels gelegener Empfänger vermag durch diese Strahlen angeregt zu werden. Treffen diese Strahlen die Linse der Empfangsstelle, so werden sie von dieser konzentriert zu dem im Fokus gelegenen Wellenanzeiger geleitet, der hierdurch zur Wirkung gelangt. Die aus der Optik bekannte Streuung der Strahlen ermöglicht es, dass die Einstellung des Senders auf den Empfänger keine absolut genaue zu sein braucht. Dies ist namentlich für die Schiffahrt von hervorragender Wichtigkeit, weil hier das genaue Einhalten der Richtung, namentlich zwischen zwei in entgegengesetztem Kurse fahrenden Schiffen, immer von einiger Schwierigkeit begleitet ist. Nichtsdestoweniger ist der Spielraum ein sehr geringer, so dass eine Ablenkung von wenigen Graden den Verkehr schon zur Unmöglichkeit macht.

Wie aus dem Vorhergehenden zu entnehmen, ist hier der Oscillator der einzige Wellenausstrahler, indem jede Verbindung der Funkenkugeln mit einem Luft- oder Erddrahte fehlt. Die Tragweite dieser Einrichtung muss demnach gegenüber den anderen Systemen der drahtlosen Telegraphie, welche Luftdrähte verwenden, eine relativ geringe sein. Dennoch soll es mit den Versuchsapparaten, welche eine Linse von 80 mm Durchmesser hatten, bereits gelungen sein, Nachrichten bis zu 15 km Entfernung anstandslos auszutauschen. Nach des Erfinders Ansicht hat dessen Einrichtung nicht den Zweck, die bestehenden Einrichtungen für drahtlose Telegraphie zu verdrängen. Sie soll nur eine Ergänzung bilden und kann sonach mit einer der bestehenden Einrichtungen kombiniert werden, wobei letztere dann dem Allgemeinverkehr auf grosse Entfernungen und erstere dem Geheimverkehr auf kürzere Entfernungen zu dienen hätte.

Als leicht erkennbare Vorzüge dieses Systems der gerichteten drahtlosen Telegraphie sind zu bezeichnen die Geheimhaltung der Nachrichten und die genaue Erkennung der Richtung, von welcher eine Nachricht eintrifft. Dieser Vorteil ist für den Schiffsverkehr von hervorragender Bedeutung. Während heutzutage zwei mit Einrichtungen für drahtlosen Verkehr versehene Schiffe gegenseitig in Verbindung treten können, ohne dass sie die Richtung, woher die Nachrichten stammen, zu bestimmen vermögen, ist die Richtung des Schiffes, von welchem mittelst der gerichteten Wellentelegraphie Mitteilungen aufgenommen werden, sofort bestimmt. Der Wert dieser

Richtungsbestimmung bei Nebelwetter, welcher jede Aussicht hemmt, ist sofort erkennbar, da die sich begegnenden Schiffe sofort orientieren und den ungefährlichen Kurs nehmen können.

Allerdings müssen hierbei die Apparate, ähnlich wie die Scheinwerfer, fortwährend nach allen Richtungen gedreht werden. Diese Art der Richtungsbestimmung und gegenseitigen Warnung ist viel zuverlässiger als jene mittelst Nebelhornes und Sirenen, welche sowohl Richtungs- als auch Entfernungstäuschungen zulassen und in ihren Wirkungen nicht so weit reichen.

Als weiterer Vorteil wird angegeben, dass ein Schiff, welches bei Nebelwetter mit zwei Landstationen bezw. verankerten Schiffsstationen in Verkehr tritt, aus dem Drehungswinkel in der Horizontalen den eigenen Standpunkt mit grosser Genauigkeit feststellen kann.

Eine weitere Anwendung dieses Systems lässt sich für das Explodierenlassen von Minen auf elektrischem Wege finden, indem der Sender nach der bestimmten Richtung gelenkt und der Taster sodann durch eine vorher genau bestimmte Zeit niedergedrückt wird.

Für Zwecke der Nachrichtenvermittelung zwischen den einzelnen Abteilungen der Truppen der Landarmee dürfte sich diese Art der Einrichtung gleichfalls mit Vorteil verwenden lassen und gibt es sonst noch viele Sonderzwecke, für welche dieses System erfolgreich auszunützen sein wird.

Es soll sich demnach die deutsche Staatsverwaltung bereits entschlossen haben, die Anwendbarkeit dieses Systems für bestimmte Sonderzwecke eingehend studieren zu lassen.

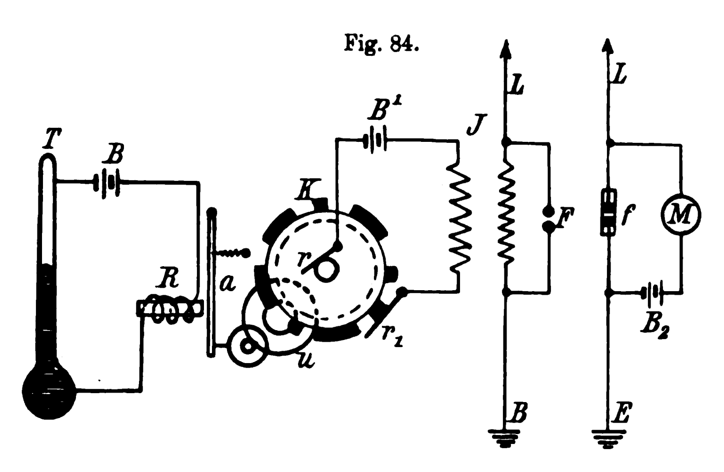
Das System der gerichteten Wellentelegraphie von Professor Allesandro Artom[1]. Artom soll es in einer von der bisherigen Weise abweichenden Anordnung gelungen sein, die elektrischen Wellen in eine bestimmte Richtung zu lenken. Er verwendet nach den vorhandenen spärlichen Mitteilungen an Stelle gewöhnlicher Hertzscher Wellen, zirkular oder elliptisch polarisierte Wellen, wobei er die Polarisierung nicht durch Prismen aus Holz oder anderen dielektrischen Substanzen, welche einen zu grossen Energieverlust herbeiführen würden, erzielt. Er benutzt für seine Zwecke eine Kombination zweier oscillatorischen Entladungen von verschiedener Phase und verschiedener Richtung. Diese sollen in einfachster Weise mittels drei oder vier Entladungskugeln erzeugt werden. Im Primärkreise des für diese Zwecke verwendeten Induktoriums ist ein Wehnelt-Unter-

[1]) Electrical Review. Januar 1904.



brecher eingeschaltet. Die Enden der Sekundärwindung dieses Induktoriums enden wie gewöhnlich in einem Paar Funkenkugeln. Eine dritte Funkenkugel, so angeordnet, dass die drei Funkenkugeln ein rechtwinkeliges Dreieck bilden, ist über eine Selbstinduktion oder eine Kapazität ebenfalls mit dem einen Ende des Sekundärkreises verbunden. Es kann auch noch eine vierte Kugel hinzugefügt werden, die dann über eine Kapazität mit dem zweiten Ende der Sekundären in Verbindung steht. Der Luftdraht wird entweder direkt oder durch einen Transformator an die dritte oder mittlere Funkenkugel angeschlossen. Für die Empfangsstation soll es von Vorteil sein, wenn der Luftdraht die

Fig. 84.



Form eines Kreises hat, dessen beide Enden mit dem Fritter in Verbindung stehen.

Aus dieser allerdings unzureichenden Beschreibung lässt sich wohl auf die zirkulare Polarisation der Wellen schliessen, aber in keiner Weise ersehen, wie so eine Dirigierung der Wellen in eine bestimmte Richtung herbeigeführt wird.

Emile Guarinis Einrichtung zur selbstthätigen Feuermeldung mittels drahtloser Telegraphie[1]). Diese zur selbstthätigen Feuermeldung bestimmte Einrichtung besteht (Fig. 84) für die Sendung aus einem Quecksilberthermometer T, in welches zwei Platindrähte so eingeschmolzen sind, dass bei Auftreten eines vorher genau bestimmten Wärmegrades, über das Quecksilber eine leitende Verbindung der Drähte stattfindet. Diese beiden Drähte mit ihrer angelöteten Verlängerung aus Kupferdraht umfassen einen Stromkreis, in

[1]) Electrical World 1903, Nr. 22.

welchen ein Elektromagnet R und eine Lokalbatterie B eingeschaltet ist. Der Anker a, welcher bei nicht erregtem Elektromagnete R durch eine Spiralfeder abgerissen wird, trägt einen Sperrhaken, welcher das durch Feder- oder Gewichtskraft angetriebene Uhrwerk U hemmt. Mit dem Uhrwerk ist eine Scheibe K, deren Umfang entsprechende Ausschnitte trägt, welche genau bestimmten Morsezeichen entsprechen, fest verbunden und gleiten an der Achse und dem Umfange dieser Scheibe zwei Schleiffedern $r\,r_1$. Durch diese zwei Federn wird der Stromkreis der kräftigen Primärbatterie B^1, in welchen auch die primäre Windung des Induktoriums I eingeschaltet ist, geschlossen. Die sekundäre Windung dieses Induktoriums steht einerseits mit dem Luftdraht L, andererseits mit der Erde in Verbindung und ist ferner von derselben die Funkenstrecke F zur Erzeugung der elektrischen Schwingungen abgezweigt. Der Empfänger besteht aus dem geerdeten Luftdraht L mit zwischengeschaltetem Fritter f und dem von letzterem abgezweigten Lokalstromkreis mit der Batterie B_2 und dem Zeichenempfänger M. Die Wirkung dieser Einrichtung erklärt sich wie folgt: Sobald die Temperatur in dem Raume, in welchem sich das Thermometer befindet, über die gestattete Grenze steigt, stellt das Quecksilber des Thermometers die leitende Verbindung zwischen den beiden eingeschmolzenen Drähten her und schliesst den Stromkreis der Batterie B. Der Elektromagnet R wird erregt und zieht den Anker A an, welcher hierdurch das Uhrwerk U frei gibt. Letzteres beginnt abzulaufen und setzt hierbei die Kontaktscheibe K in eine langsame und gleichmässige Umdrehung. Die Kontaktfeder r_1 tritt hierbei abwechselnd mit den hervorstehenden Segmenten in und ausser leitende Verbindung, hierdurch den Stromkreis der Batterie B^1 entweder schliessend oder unterbrechend. Bei Stromschluss wird das Induktorium in Wirkung gesetzt, was wieder die Entsendung elektromagnetischer Wellen durch den Luftdraht bedingt. Die Dauer des Kontaktschlusses bestimmt nun, ob eine längere oder kürzere Serie von Wellen in den Raum entsendet und hierdurch der Empfänger entsprechend länger oder kürzer erregt wird, so dass in der bereits bekannten Weise entweder Striche oder Punkte durch den Morseempfänger aufgezeichnet werden. Da nun die Kontaktscheibe so eingeschnitten ist, dass die bei Drehung entsendeten Zeichen einem ganz bestimmten Signal entsprechen, welcher Ort und Stelle des Brandortes genau bezeichnet, ist auch der Aufnehmende sofort in der Lage, der Feuermannschaft die erforderlichen Weisungen zu geben.

Die Thermometer können auch in verschiedenen Räumen ein

und desselben Gebäudes untergebracht werden, ohne dass eine zweite Senderanordnung erforderlich ist, indem durch entsprechende Abzweigleitungen der Elektromagnet R von jedem einzelnen Thermometer erregt werden kann.

Die Einrichtung ist ferner noch so getroffen, dass durch die erste entsendete Wellenserie bereits ein sichtbares Signal in Form eines kleinen Glühlichts erscheint und gleichzeitig ein Alarmsignal durch einen kräftig wirkenden Wecker ertönt. Guarini hat auch ein Schema ausgearbeitet, bei welchem die erste Umdrehung der Kontaktscheibe innerhalb des ganzen Hauses ein Alarmsignal gibt, und das eigentliche Signal an die öffentliche Feuerwachstelle erst dann gegeben wird, wenn es den Bewohnern nicht gelingt, des Feuers Herr zu werden. Der Vorteil dieser Einrichtung ist nicht nur der der unmittelbaren Verständigung der Feuerwache, sondern auch der der grossen Einfachheit, indem es nur einer einzigen Empfangsstelle ohne Umschalter bedarf, um die Nachrichten von den verschiedensten Seiten aufnehmen zu können.

Guarini erklärt, die Idee zu dieser Einrichtung sei von dem Vorstande der Feuerwehr in Neapel ausgegangen. Die Details wurden aber von ihm ausgearbeitet. Wie verlautet, soll demnächst eine dieser Einrichtungen in Brüssel dem Betriebe übergeben werden.

Drahtlose Telephonie, System James P. Armstrong und Axel Orling[1]). Die Schwierigkeiten der Erzielung einer drahtlosen Telephonie liegen hauptsächlich darin, dass im allgemeinen eine bedeutende Energie aufgewendet werden muss, um den entfernten Empfänger zur Wirkung bringen zu können, weiters aber auch darin, dass die den Tönen entsprechenden komponenten Wellen in einer so korrekten Weise übertragen werden müssen, dass sie allen momentanen Werten der erregenden Tonwelle genau folgen.

Die geringe Wirksamkeit unserer gegenwärtigen telephonischen Uebertragungsmittel würde wahrscheinlich ein unüberwindbares Hindernis für eine erfolgreiche Ausgestaltung einer drahtlosen Telephonie bilden, wenn der Telephonempfänger nicht von so ausserordentlicher Empfindlichkeit wäre. Diese Empfindlichkeit ist so gross, dass das Instrument auf die kleinsten Aenderungen des elektrischen Zustandes an den Drahtenden reagiert. Dementsprechend ist es sicher, dass, wenn der Sender etwa durch eine entsprechende Kombination von Induktionsrollen so eingerichtet wird, dass er verstärkte Schwingungen in das

[1]) Electrical World 1903, Nr. 22.

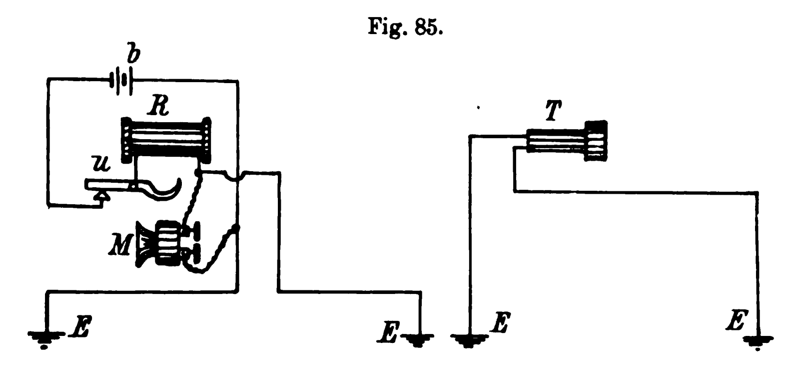


ihn umgebende Medium entsendet, ein Telephonempfänger diese Schwingungen auffangen und wiedergeben wird, vorausgesetzt, dass er noch innerhalb des Streukreises derselben liegt.

Durch eine geeignete Anordnung des Mikrophones in Verbindung mit Induktionsrollen ist es auch thatsächlich gelungen, die Sprache durch die Luft zu übertragen, die Entfernung war aber eine sehr beschränkte. Werden jedoch die Enden des Entladungskreises und ebenso die beiden Enden des Empfängers geerdet, wie dies aus Fig. 85 ersichtlich, dann findet die Uebertragung auf eine beträchtliche Entfernung statt.

Den beiden erwähnten Erfindern ist es nun gelungen, die Grenzen der drahtlosen Telephonie wesentlich zu erweitern. Das Wesen der

Fig. 85.

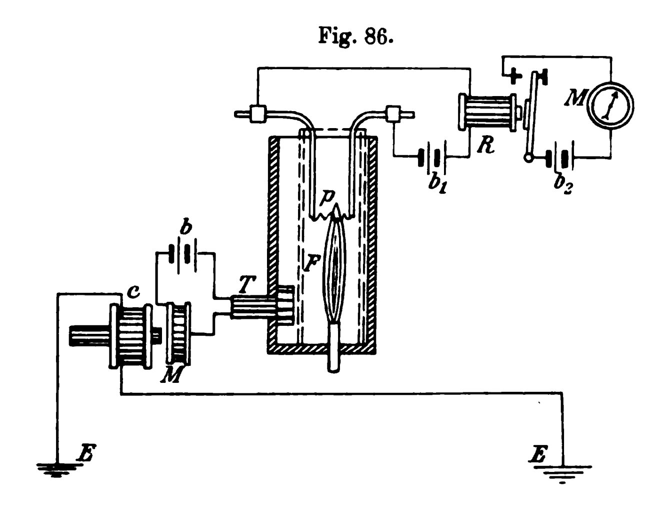


Erfindung besteht in der gleichzeitigen Erzeugung von Strömen geringer Spannung und hochgespannten Entladungen. Zu diesem Zwecke ist die bei anderen Systemen verwendete Induktionsspule durch eine Reaktanzspule R, welche mit dem Transmitter M verbunden wird, ersetzt (Fig. 85). Die Verbindung mit der Batterie und der Erde geschieht hierbei in der Weise, dass die durch die Widerstandsänderungen des Transmitters oder Mikrophones hervorgerufenen Niederspannungsstromwellen, durch die gleichzeitig erzeugten mächtigen Extraströme oder induktiven Stösse der Reaktanzspule unterstützt werden. Das Mikrophon ist, wie aus der Fig. 85 zu ersehen, im Nebenschlusse zu dem geerdeten Teile des Stromkreises geschaltet und bedingt hierdurch nicht nur die Aenderungen des Stromes zwischen den beiden Erden EE, sondern verursacht auch gleichzeitig die Aenderungen des Stromes der Batterie b, welcher durch die Windungen der Reaktanzspule hindurchgeht. Nimmt man beispielsweise ein plötzliches Anwachsen des Mikrophonwiderstandes an, so wird gleichzeitig mit dieser

Widerstandsänderung ein verstärkter Strom durch die Erde hindurchgehen, welche durch die induktive Entladung der Reaktanzspule unterstützt wird.

Die Untersuchungen scheinen nun zu zeigen, dass der Erdweg für den Strom keine direkte Verbindungslinie zwischen den beiden Erden EE ist, sondern dass sich die Wirkung der Stromänderungen über eine grosse Fläche ausbreitet, so dass von den beiden Erden elektrische Kräuselwellen nach allen Richtungen ausgehen, die in der Phase um 180° zu einander verschoben sind. Wird nun ein Empfänger, wie dies gleichfalls Fig. 85 zeigt, so geerdet, dass die

Fig. 86.



geerdeten Enden von den beiden Kräuselwellen hinreichend und in verschiedener Weise erregt werden, so muss der diese Wellen ursprünglich erzeugende Ton in dem Empfänger vernommen werden können.

Die Erfinder haben sich jedoch nicht allein auf die telephonische Uebertragung beschränkt, sondern wollen auch die Nachrichten auf telegraphischem Wege übertragen. Zu diesem Zwecke konstruierten sie ein Relais, mittelst welchem einlangende scharfe Stromstösse auf einen telegraphischen Empfänger oder Klopfer übertragen werden können. Für diese Zwecke ist das Mikrophon durch einen Telegraphentaster in Verbindung mit einem Kondensator ersetzt. Der Empfänger (Fig. 86) setzt sich zusammen aus einem doppelseitig geerdeten Elektromagnete c, dessen Armatur durch die Membrane eines Mikrophones M gebildet wird. In den Stromkreis dieses Mikrophonübertragers mit der Batterie b ist ein Telephon T eingeschaltet, dessen Membrane die

Luft einer abgeschlossenen Kammer beim Ansprechen in Erschütterung bringt. In dieser Kammer ist eine sehr empfindliche Flamme F eingeschlossen, welche bei normaler Länge den feinen Platindraht p beleckt. Der durch die Erwärmung dieses Drahtes erhöhte Widerstand genügt, um ein Ansprechen des Relais R zu verhindern. Wird jedoch die Flamme durch die Einwirkung des Telephones auf die elastische Wand der Kammer verkürzt, so kühlt sich der Platindraht ab. Der Widerstand dieses Drahtes vermindert sich hinreichend, um das Relais R zum Ansprechen zu bringen, wodurch auch das eigentliche Empfangsinstrument M bethätigt wird.

Die Experimente mit der wahlweisen drahtlosen Telegraphie von Anders Bull[1]). Das in Band V dieser Sammlung in „die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie“ bereits eingehend beschriebene hochinteressante System der wahlweisen drahtlosen Telegraphie von Anders Bull, konnte bisher nur in der Weise ausgeprobt werden, dass die Voraussetzung einer Geheimhaltung der Nachrichten auch erfüllt wird. Es war dem Erfinder jedoch hauptsächlich wegen Mangels an der hinreichenden Anzahl der erforderlichen Apparate bisher noch nicht möglich, den Nachweis der Möglichkeit einer gleichzeitigen Uebertragung verschiedener Nachrichten ohne gegenseitige Störung zu erbringen. Auch die nachstehend beschriebenen, über Einladung der „Marconi Wireless Telegraph Co.“ durchgeführten Versuche verfolgten diesen Zweck nicht, sondern es handelte sich vornehmlich darum, mit dem erwähnten System über grössere Entfernungen zu verkehren, als dies bisher mangels der erforderlichen Hilfsmittel möglich gewesen war. Die ersten Proben wurden zwischen den Stationen Chelmsford und Broomfield dieser Gesellschaft auf eine Entfernung von 3,5 km durchgeführt. Nachdem sich diese zufriedenstellend erwiesen hatten, wurde die Empfangsstation nach „Frinton on Sea“ verlegt, während die Sendestation in Chelmsford verblieb. Die Entfernung betrug 55 km. Dieser Distrikt ist für Zwecke der drahtlosen Telegraphie sehr ungünstig, weil eine Reihe von zwischenliegenden Hügeln überbrückt werden muss. Auch atmosphärische Störungen machten die Erprobung vielfach schwierig. Die Sendestation war mit einem einzigen Luftdraht versehen. Für den Empfang wurden die einlangenden Wellen mittels Transformators (Jigger) auf den eigentlichen Empfangskreis übertragen. Die Luftdrähte hatten annähernd eine Höhe von ungefähr 53 m.

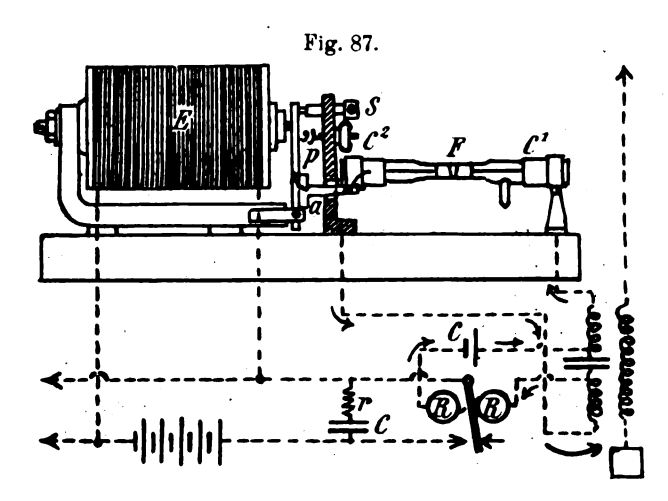
---

[1]) The Electrician vom 2. Okt. 1903.

Es gelangten für diese Versuche die ursprünglichen Instrumente, welche vorher nur auf 70 m Entfernung ausgeprobt werden konnten, zur Verwendung. Die einzige Aenderung, welche vorgenommen wurde, bezog sich auf eine Verlängerung der Relaiswindungen, wodurch das Relais so empfindlich wurde, dass eine Berührung der Pole des Fritters mit feuchten Fingern genügte, um es zur Wirkung zu bringen.

Die Relais der Marconi Company, obwohl ausserordentlich empfindlich, konnten, weil sie wegen der nicht angepassten Dimensionen der beweglichen Teile zu langsam arbeiteten, für gedachte Zwecke nicht benutzt werden. Eine der hauptsächlichsten Bedingungen, welche

Fig. 87.



dieses System stellt, ist das schnelle und bestimmte Festlegen der einlangenden Impulse. In gleicher Weise wurde auch die Einrichtung für die Zeichengebung in einer Weise entworfen, welche ein schnelles Arbeiten gestattet. Fig. 87 zeigt die Anordnung, welche während dieser Versuche mit zufriedenstellendem Ergebnisse verwendet wurde. Der eine Pol C^1 des Fritters F war festgelegt, während der zweite Pol C^2 sich auf den mit der Armatur des Relais fest verbundenen Arm a legte. Die Armatur wird normal durch die isolierte Feder p gegen den Schraubenkontakt S gepresst, welcher die Bewegung der Armatur nach der einen Richtung hin begrenzt und gleichzeitig als Kontakt für den Fritterstrom dient. Sobald der Fritter leitend wird, fliesst der von der Batterie C ausgehende Strom in der Richtung der Pfeile. Das hierdurch magnetisierte Relais RR schliesst den sekundären Stromkreis, in welchen der Sammelelektromagnet in Fig. 85 der

eingangs erwähnten Beschreibung mit 32 bezeichnet und der Elektromagnet E eingeschaltet sind.

Sofort nach Beginn der Ankerbewegung des Elektromagnetes E wird der Stromkreis des Relais RR unterbrochen. Hierdurch wird nicht nur der Fritter erschüttert, sondern auch der Kontakt bei S neuerdings, und zwar noch früher geschlossen, als der Fritter zu vibrieren aufgehört hat. Durch den Anschlag an S wird der Fritter neuerdings erschüttert und ist die Entfrittung durch diese Erschütterung nahezu eine absolute. Hierbei braucht die Bewegung der Armatur oder des Ankers nicht grösser zu sein als 0,1 mm. Um eine lokale Funkenbildung zu verhindern, werden Kondensatoren mit vorgeschalteten Widerständen verwendet. Diese Anordnung erwies sich als sehr zufriedenstellend.

Die Ergebnisse der ersten Versuche waren nicht von Erfolg begleitet, indem die Empfänger der Marconi Company zwar auf jeden Impuls, welcher von Chelmsford aus entsendet wurde, ohne weiteres reagierten, dagegen die von Bull verwendeten Instrumente keinerlei Anzeige ergaben, trotzdem die Verbindungen die gleichen geblieben waren und die Empfindlichkeit des Fritters und des Relais in beiden Fällen sich nicht geändert hatte. Die Ursache hieran wurde in der Thatsache gefunden, dass die Kapazität des einen Fritterpoles durch die Kapazität des Relais vergrössert wurde, was zur Folge hatte, dass die durch die Oscillationen hervorgerufene Potentialdifferenz eine Herabminderung erfuhr. Da bei den früheren Versuchen die Schaltung von Slaby-Arco zur Anwendung gelangte und dementsprechend der fragliche Fritterpol mit der Erde in Verbindung stand, blieb diese zusätzliche Kapazität damals ohne Einfluss. Nach Durchführung der erforderlichen Aenderungen gaben die Versuche ein zufriedenstellendes Ergebnis, und war es, wenn atmosphärische Störungen kein Hindernis bildeten, möglich, lange Telegramme gänzlich fehlerlos zu übertragen.

Das Hauptaugenmerk bei diesen Versuchen war darauf gerichtet. die Geheimhaltung der Nachrichten bei dieser Art der Einrichtung nachzuweisen. In Fig. 88 sind Abbildungen einiger kurzen Telegramme, die bei den Versuchen zwischen Chelmsford und Frinton gewechselt wurden, wiedergegeben. I und II stellen die gleiche Mitteilung „Do u (you) get this“ dar, wobei I die Aufnahme mit dem Marconi-Empfänger und II die Aufnahme mit den Apparaten von Bull bezeichnet. Die Sendegeschwindigkeit war in beiden Fällen die gleiche, doch lief der Streifen bei Aufnahme II etwas schneller ab als bei I.

Während die Aufnahme I nicht entziffert werden kann, ist Aufnahme II vollkommen leserlich. Aufnahme III und IV, welche die Worte „Spk. (spark) not relieable“ darstellen sollen, zeigen das gleiche Ergebnis. In der Aufnahme IV erscheinen die Striche der Morsezeichen voll, statt wie vorher aus Punkten zusammengesetzt, und wurde dies durch eine passende Adjustierung der Sammlerscheibe erreicht, durch welche für jeden einlangenden Impuls eine vergrösserte Anzahl von Stahlfedern in die Rinne (16, Fig. 84 der bezogenen Beschreibung) geleitet wurden. Die Zeitdauer, während welcher der Morseschreiber vom Strome durchflossen ist, wurde hierdurch entsprechend vergrössert. Die Feinheit der gegenseitigen Abstimmung wird hierdurch wohl in etwas verringert, allein es wird andererseits wieder erreicht, dass die Geschwindigkeit der Umdrehung der Verteiler- bezw. Sammlerscheibe in ziemlich bedeutendem Ausmasse von der normalen abweichen kann, ohne dass die korrekte Uebertragung hierdurch beeinflusst wird. Ein in dieser Beziehung durchgeführter Versuch zeigte, dass die Zeichen „Vs“ noch entzifferbar waren, wenn sich der Verteiler mit 56,5 Umdrehungen und der Sammler mit über 60 Umdrehungen in der Minute bewegte.

Fig. 88.

I II III IV

Striche können auch, wenn verlangt, durch andere Methoden niedergelegt werden, ohne dass hierdurch die Genauigkeit der gegenseitigen Abstimmung Einbusse erleidet. Mit jedoch nur einiger Uebung bereiten die Serien von Punkten an Stelle von Strichen keinerlei Schwierigkeiten.

Da diese Ergebnisse mit sehr primitiven Apparaten (den ersten und einzigen die bisher gebaut wurden) erreicht werden konnten, ist es ausser allem Zweifel, dass dieses System für alle praktischen Zwecke, bei welchen das Ablesen von Depeschen verhindert werden soll, anwendbar ist.

Versuche mit dem System der drahtlosen Telegraphie von De Forest. Ueber offizielle Versuche mit diesem Systeme, welche in Gegenwart des Generals Greely zwischen

Fort Wright, New London und Fort Schuyler N. Y. auf eine Entfernung von annähernd 160 km vorgenommen wurden, wird berichtet, dass dieselben zur vollen Zufriedenheit ausgefallen sind. Bemerkenswert bei diesen Versuchen war, dass den Bedingungen der Vereinigten Staaten, dass die Höhe der Masten für die Luftdrähte 52 m nicht überschreiten und der Energieaufwand nicht mehr als 3 Kw. betragen dürfe, vollstens entsprochen wurde.

Es gibt dies ein sehr günstiges Bild über die Leistungsfähigkeit dieses sehr rührig propagierten Systemes, und kann es nicht wundernehmen, dass dieses System, trotz der Konkurrenz der Marconi-Gesellschaft, bereits in England, wenn auch dermalen bloss versuchsweise, Eingang zu finden vermochte.

Versuche mit der drahtlosen Telegraphie nach dem Systeme Fessenden [1]). Auf Grund seiner gesammelten Erfahrungen in verschiedenen nach seinem Systeme ausgerüsteten amerikanischen Stationen sucht Fessenden den Nachweis zu führen, dass die Wellentelegraphie betriebssicherer und von atmosphärischen Einwirkungen weniger beeinflusst ist, als die Telegraphie über Drähte und unterirdisch verlegte Kabel. So blieb eine zwischen Kap Hatteras nach Roanoke Island eingerichtete drahtlose Verbindung, welche mit 50 m hohen Luftdrähten arbeitete, ununterbrochen im Betriebe, wogegen die gleichzeitig bestehende telegraphische und telephonische Verbindung durch 27 Tage gestört war. Durch Verschärfen der Abstimmung ist es auch gelungen, das früher häufiger festzustellende Abbrennen der Wellenanzeiger, welches nunmehr durch Anwendung des Barretters gänzlich beseitigt ist, fast ganz auszuschliessen. Bei einer Uebertragungseinrichtung zwischen New-York und Philadelphia auf 100 km Entfernung mit 45 m hohen Luftdrähten wurden täglich 40 Telegramme übermittelt, ohne dass eine Störung durch die vielen hohen Häuser, sowie die von anderen Stationen entsendeten Wellen zu bemerken war. Hitze und Kälte, sowie feuchtes Wetter vermochten die Uebertragung gleichfalls nicht zu beeinträchtigen. Störungen durch Gewitter waren nur selten zu verzeichnen.

In einigen Fällen, wo mächtige Wellenimpulse fremder Stationen einwirkten, wurde die bemerkenswerte Thatsache festgestellt, dass der Empfang der eigenen Nachrichten, trotzdem die aufgewendete Energiemenge absichtlich verringert wurde, viel schärfer als vorher zum Ausdrucke kamen. Es ist hier zu erwähnen, dass der Empfang stets mit

---

[1]) Electrical World 1903, Nr. 20.

Telephonen erfolgte. Fessenden sucht diese Erscheinung damit zu erklären, dass zwei Töne dann leicht zu unterscheiden sind, wenn zwischen ihrer Lautstärke ein beträchtlicher Unterschied besteht.

Die Betriebssicherheit nahm stetig zu, was sich leicht durch die gewonnene erhöhte Geschicklichkeit der Manipulanten erklären lässt. Anfänglich mussten 30 % aller abgegebenen Telegramme wiederholt werden und ist dieser Prozentsatz nach und nach auf 2 herabgesunken. Die Telegraphiergeschwindigkeit beträgt 25 bis 35 Worte in der Minute.

In diesem Berichte ist allerdings nicht hervorgehoben, ob zwischen New-York und Philadelphia mit dem neueren, kombiniert abgestimmten System von Fessenden gearbeitet wurde oder noch mit dem alten, auf einfacher Abstimmung beruhenden. Ersteres ist jedoch wahrscheinlicher, da sich mit der einfachen Abstimmung eine absolute Störungsfreiheit nicht erzielen lässt.

Versuche mit der drahtlosen Telegraphie auf Eisenbahnen. Die Versuche, eine telegraphische Verbindung zwischen den fahrenden Zügen untereinander und mit den Stationen herzustellen, sind viel älteren Datums als die Wellentelegraphie und wurde bereits in B. II d. S. „Die drahtlose Telegraphie“ hierüber eingehend berichtet. In neuerer Zeit wurde nun auch versucht, die Wellentelegraphie für diese Zwecke nutzbar zu machen. Insbesondere auf den amerikanischen Bahnen war man diesbezüglich eingehend bemüht, allein die geringe Höhe des lichten Bahnprofiles bei Bahnüberführungen und Tunnels machte die Anwendung von senkrechten Sende- und Empfangsdrähten unmöglich und blieben diese Versuche in der Regel erfolglos.

Nur die New-York Central-Railway hat dermalen ihre Eilzüge mit Einrichtungen nach dem System „de Forest“ ausgerüstet und behauptet, damit gute Ergebnisse zu erzielen.

Auch Guarini soll es gelungen sein, eine gegenseitige Verständigung der Züge und Stationen mittelst Hertzscher Wellen zu erreichen, wobei er sich jedoch der parallel zur Bahnlinie laufenden Drähte für die Fortpflanzung der Wellen bedient. Der Sendeapparat wirkt durch Induktion auf diese Drähte ein, und diese induzieren wieder in den Empfangseinrichtungen genügend kräftige Ströme, um die Apparate zum Ansprechen zu bringen. Mit dieser Einrichtung in Belgien durchgeführte Versuche sollen von Erfolg begleitet gewesen sein.

Nähere Details über die Einrichtung und die Durchführung des

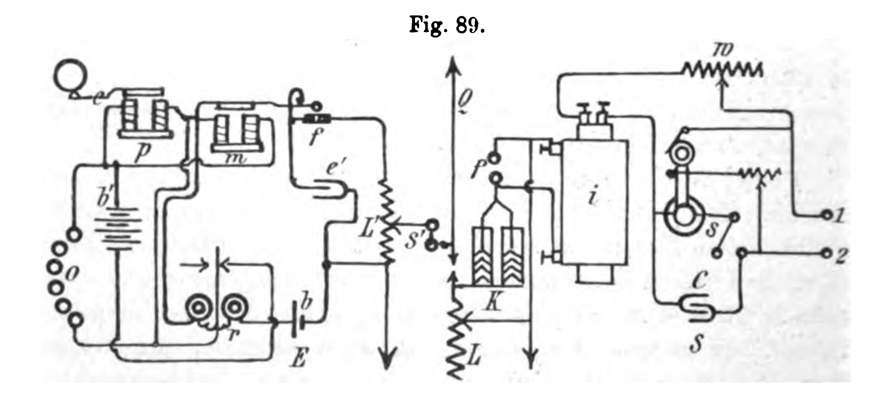


telegraphischen Verkehres mit diesen Einrichtungen sind noch ausständig.

Auf der Aussig-Teplitzer Bahn wurden in der zweiten Hälfte des Jahres 1903 Versuche mit der Wellentelegraphie nach dem System der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft (Slaby-Arco) durchgeführt, welche, wenn auch nur auf beschränkte Entfernungen, gleichfalls ein zufriedenstellendes Ergebnis geliefert haben sollen.

Für diese Versuche [1]) wurde ein Salonwagen entsprechend eingerichtet. Im Innern des Wagens befand sich eine vollkommene Station für drahtlose Telegraphie der Allgemeinen Elektrizitätsgesell-

Fig. 89.



schaft, deren Schaltung genau der in Fig. 89 dargestellten normalen Schaltung dieser Gesellschaft entsprach.

Der rechte mit S bezeichnete Teil ist die Sende- und der linke mit E bezeichnete Teil die Empfangseinrichtung. Die zur Bethätigung des Induktoriums verwendete Akkumulatorenbatterie ist nicht dargestellt und schliesst an die Klemmen 1, 2 an. Die Einschaltung des Induktoriums wird durch den Schalter S bewerkstelligt. Ein regulierbarer Widerstand w ermöglicht es, die Wirkung des Induktoriums nach Bedarf zu regulieren. K ist eine Leydener Flaschenbatterie, welche, von dem Induktorium geladen, sich über die Funkenstrecke in den Luftleiter Q entladet. Sowohl die Selbstinduktion L als die Kapazität K sind zwecks Einstellung auf eine bestimmte Wellenlänge regulierbar. Die Empfangseinrichtung E, welche während der Sendung durch den Schalter S^1 abgeschaltet wird, setzt sich zusammen aus der regulierbaren Selbstinduktion L^1, dem Fritter f, dem Relais r, dem Klopfer m und der Lokalbatterie b. Der Lokalstrom führt über

[1]) Zeitschrift für Post und Telegraphie. Wien 1904. Nr. 9.

den Anker des Klopfers m, den Fritter f und die Selbstinduktion L^1. Nur wenn der Fritter erregt ist, kann dieser Stromkreis als geschlossen angesehen werden, wodurch die Batterie b erst zur Wirkung gelangt und den Anker des Relais r zur Anziehung bringt. Hierdurch wird der Stromkreis der Batterie b^1 geschlossen und gelangen sowohl der Morseschreiber p als der Klopfer m zur Wirkung. Der hierdurch hervorgerufene Schlag auf den Fritter unterbricht vorerst die Lokalbatterie b und führt sodann erst den Fritter in den nichtleitenden Zustand über. Ein durch den Klopfer entstehender Unterbrechungsfunke vermag sohin den Fritter nicht mehr zu beeinflussen. Zur Unterdrückung des Unterbrechungsfunkens ist überdies der Kondensator e' im Nebenschlusse geschaltet, wodurch auch gleichzeitig die Spannung der entstehenden Selbstinduktionsströme vom Fritter abgenommen wird. Die mit o bezeichneten Kreise sind Polarisationszellen und haben den Zweck, die zum Betriebe des Morseschreibers und Klopfers dienende Batterie vor vorzeitiger Erschöpfung zu schützen.

Um die Erschütterung des Wagens während der Fahrt für die empfindlichen Teile des Empfangskreises als Fritter, Relais, Klopfer und Morseschreiber unschädlich zu machen, wurde das Grundbrett, auf welchem diese Apparate aufmontiert waren, auf vier Spiralfedern aufgesetzt und erwies sich diese Sicherung als vollkommen ausreichend.

Der schwierigste Teil der Einrichtung auf dem fahrenden Zuge war die Anordnung der Luftdrähte und die Herstellung einer guten Erdverbindung. Für die Sendung und den Empfang gelangten zwei gemeinsam wirkende Luftdrähte aus 2 mm starkem Kupferdrahte zur Anwendung, welche an der Stirnseite des Salonwagens wohl isoliert heraustraten und sodann rechts und links der Seitenwände von vier Wagen auf in die Laternenträger der Wagen passenden Isolatorenstützen mit angegossenen Eisenklötzen, wie dies die Fig. 90, 91 und 92 zeigen, geführt wurden. Auf diesen Stützen waren Porzellanisolatoren befestigt, an welche die Drähte festgebunden wurden. Die Porzellanisolatoren bewährten sich jedoch bei feuchter und nebeliger Witterung nicht, indem an solchen Tagen ein Funkensprühen um diese Isolatoren bemerkbar wurde.

Die Erdung erfolgte über die Wagenräder und Schienen in der Weise, dass an einen der Radreifen eine Kupferbürste angelegt wurde, wodurch ein stets inniger Kontakt zwischen Bürste und Reifen erreicht werden konnte. Diese Art der Erdung hat sich vollkommen bewährt.

Bei der ruhenden Station wurde von einer Erdung überhaupt Umgang genommen. An Stelle dessen wurden die Sendedrähte, die auch gleichzeitig für den Empfang dienten, auf eine Strecke von ca. 40 m an den Gestängen der Telegraphenleitung zu beiden Seiten der Bahn wagrecht und symmetrisch geführt.

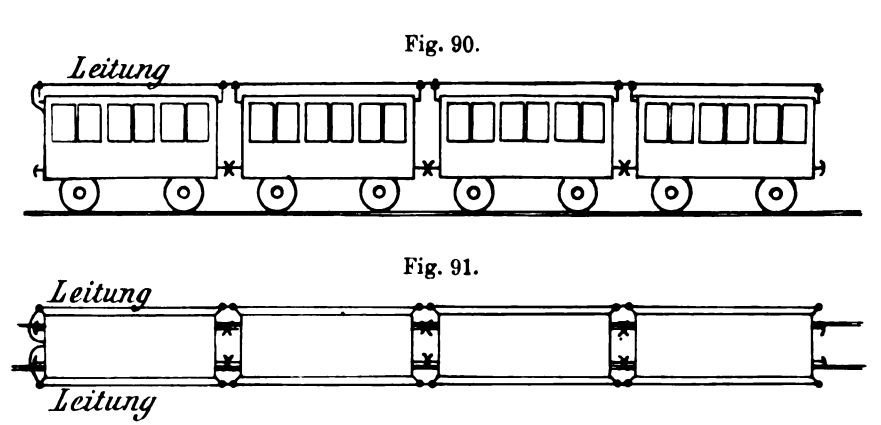


Fig. 90.

Fig. 91.

Diese Anordnung erscheint wenig günstig, da nach der **Maxwell**schen Theorie die elektromagnetischen Wellen vom Leiter senkrecht nach allen Richtungen des Raumes ausgehen. Es können daher nur wenige Ausläufer der auf diese Weise entsendeten Wellen den Empfangsdraht treffen.

Trotzdem hat sich diese Anordnung gut bewährt, was der geringen Uebertragungsentfernung und dem relativ grossen Energieaufwande zugeschrieben werden kann.

Fig. 92.

Als primäre Energiequelle diente im Zuge eine Akkumulatorenbatterie von 108 Volt Spannung. Für die unbewegliche Station wurde der Strom dem städtischen Beleuchtungsnetze, welches mit einer Spannung von 220 Volt arbeitet, entnommen.

Die verwendeten Induktorien hatten eine normale Schlagweite von 20 bezw. 30 cm, wogegen die Länge des aktiven Funkens im Oscillator zwischen 7—10 cm schwankte. Die Versuche, welche noch nicht als abgeschlossen zu betrachten sind, da sie demnächst wieder aufgenommen werden sollen, wurden nicht systematisch durchgeführt und währten im ganzen genommen nur wenige Tage, wobei der Salonwagen mit der Telegraphenstation in einen der verkehrenden Personenzüge eingestellt wurde. Sie erstreckten sich nur auf eine Entfernung von 7,5 km,

wobei sich der gegenseitige telegraphische Verkehr zwischen Zug und Station stets vollkommen korrekt und glatt abgewickelt hat.

Der Nachweis für die Möglichkeit des funkentelegraphischen Verkehres zwischen Zug und Station wurde hierdurch in unzweifelhafter Weise erbracht. Da jedoch ein praktisches Bedürfnis für eine derartige Verständigung nicht besteht [1]), so ist diesen Versuchen auch nur wenig Wert beizulegen.

H. Schlussbemerkung.

Die Fortschritte auf dem Gebiete der Wellentelegraphie sind unleugbar bedeutende und hat sich dieselbe bereits für den Seeverkehr als unentbehrliches Hilfsmittel das Heimatsrecht erworben. Die anfängliche Unzuverlässigkeit der Wirkung der Apparate wurde durch die stetig fortschreitenden Verbesserungen fast gänzlich behoben. Das Endziel der vollkommenen Abstimmung und die dadurch bedingte Störungsfreiheit ist zwar noch nicht erreicht, doch ist man diesem Ziele bedeutend näher gerückt.

Die Untersuchungen von Simon und Reich lassen jedoch erwarten, dass dies in absehbarer Zeit erreicht wird, und sind dann alle Hindernisse beseitigt, welche der allgemeinen Verwertung dieser Einrichtungen noch im Wege stehen. Die bisher erzielten Erfolge sind hauptsächlich den Verbesserungen an den Wellenanzeigern und der Verfeinerung der Abstimmung zuzuschreiben. Die Wellenanzeiger sind auf eine Stufe der Empfindlichkeit gebracht, welche die der früher einzig und allein verwendeten Fritter um ein Erhebliches überschreitet und gleichzeitig von allen jenen Unzuverlässigkeiten befreit, die den erwähnten Apparaten vorher anhafteten. Ein nicht geringer Teil des Erfolges ist auch der minutiösen Montage zu danken, bei welcher die aus dem praktischen Betriebe gewonnenen Erfahrungen in eingehendster Weise Berücksichtigung fanden.

Die von Anders Bull gegebene Anregung zur Geheimhaltung der Nachrichten ist auf fruchtbaren Boden gefallen, und zeigt das neueste System von Fessenden, wie das unbefugte Ablesen von Nachrichten nahezu unmöglich gemacht werden kann. Die Versuche mit den Bullschen Apparaten erweisen, dass auf dem angebahnten Wege die Geheimhaltung vollkommen erreichbar ist. Ueber die Zukunft der gerichteten Wellentelegraphie lässt sich heute kein Urteil fällen, da über praktisch durchgeführte umfangreichere Versuche bis-

[1]) Zeitschrift des Vereins deutscher Eisenbahnverwaltungen Februar 1904.



her noch nichts verlautbart wurde. Der von Blochmann eingeschlagene Weg schliesst wenigstens dermalen die Ueberbrückung grösserer Entfernungen aus, doch sind die Vorteile dieses Systems so in die Augen springend, dass es sich, wenn einmal vollkommen ausgebildet, um so mehr einer ausgedehnteren Anwendung erfreuen dürfte, als es eine Ergänzung der bisherigen Einrichtungen ist und mit diesen leicht in Verbindung gebracht werden kann. Die vorgeschlagenen Methoden von Braun und Artom zur Erzielung einer gerichteten Wellentelegraphie scheinen noch nicht praktisch erprobt zu sein.

Gelingt es, ununterbrochene Züge ungedämpfter Wellen in den Raum zu entsenden und auf diese Weise das Resonanzprinzip voll zur Ausnützung zu bringen, so wird auch die Geheimhaltung und Störungsfreiheit keiner besonderen Schwierigkeit mehr begegnen. Auf die Vorteile einer vollkommenen Resonanz erst hinzuweisen, kann hier wohl unterlassen werden und sei nur kurz bemerkt, dass sich die Entfernungen, über welche noch zu sprechen sein wird, wesentlich vergrössern lassen müssen, ohne zu einer Verstärkung der Leistung der primären Energiequelle zu greifen. Dies ist jedoch nur in dem Sinne zu verstehen, dass die weittragende Wirkung der Wellen weniger von der Energie der einzelnen Wellen, als von der ununterbrochenen Einwirkung der Wellen ohne Zwischenpausen abhängt, somit ununterbrochene Züge ungedämpfter Wellen kleiner Energie bei voller Ausnützung der Resonanz eine kräftigere Wirkung geben müssen, als kurze von Pausen unterbrochene Wellenzüge, deren Wirkung sich füglich als Wellenstoss bezeichnen lässt. Die thatsächlich aufzuwendende Energiemenge wird im ersteren Falle jedoch wesentlich grösser sein müssen, als wie im zweiten Falle, weil ja die verhältnismässig langen Zwischenpausen zwischen den einzelnen Wellenzügen entfallen. Ist dieses Ziel einmal erreicht, so bietet auch die Uebertragung der menschlichen Sprache mittelst elektrischer Wellen auf grosse Entfernungen keine unüberwindlichen Hindernisse mehr.

Nicola Tesla widmet dem Studium der elektrischen Kraftübertragung ohne künstlichen Leiter schon eine Reihe von Jahren, er glaubt nunmehr die grundlegenden Gesetze für eine solche gefunden zu haben, und gibt sich der Hoffnung hin, das erwähnte Problem in Kürze praktisch verwirklichen zu können. Ueberraschungen scheinen daher nicht ausgeschlossen.

Analytische und graphische Methoden zur Berechnung des Stromverbrauchs elektrischer Bahnen.

Von

Dipl.-Ing. **K. A. Schreiber** in Berlin.

Mit 15 Abbildungen.

Einleitung.

Die in letzter Zeit angestellten grossartigen Versuche auf der Versuchsbahn Marienfelde(Berlin)-Zossen haben auch das Interesse an gewöhnlichen Vollbahnen mit elektrischem Antrieb, aber geringeren Geschwindigkeiten, wieder in den Vordergrund gedrängt. Es soll nun im folgenden gezeigt werden, wie man an der Hand des Fahrplans und des Profils der Strecke graphisch und analytisch die Kräfte resp. Leistungen berechnet, die für derartige Bahnbetriebe notwendig sind. Besonders wird darauf Rücksicht genommen, welche Effektmengen nötig sind, um Züge mit verhältnismässig grossen Massen zu beschleunigen. Ferner soll betrachtet werden, wie sich die verschiedenen Strom- und Motorsysteme gegeneinander verhalten. Dabei findet auch der Einphasenstrom besondere Berücksichtigung, und zwar in Gestalt eines Beispiels, bei dem einphasige Wechselstromserienmotoren zur Verwendung gelangen sollen.

Zur Berechnung aller dieser Grössen ist es vor allen Dingen erforderlich, dass man genau weiss, welche Widerstände das Terrain dem Zuge entgegensetzt, dann, wie gross die Reibungswiderstände sind. Man muss also zuerst die Zugwiderstände betrachten.

Die Zugwiderstände.

Dieselben setzen sich zusammen aus einer ganzen Reihe einzelner Summanden, die zum Teil von der Geschwindigkeit, zum Teil von der Beschaffenheit der Bahn abhängig sind.

Diese Glieder sind folgende:

1. Widerstand durch Winddruck $= w_1$,
2. Widerstand durch rollende Reibung $= w_2$,

3. Widerstand in den Krümmungen $= w_3$,
4. Widerstand durch die Steigung $= w_4$,
5. Widerstand hervorgerufen durch Reibung aller beweglichen Teile der Zapfen in ihren Schalen etc. $= w_5$.

Diese einzelnen Glieder (w_1, w_2, w_3, w_4, w_5) sollen der Reihe nach betrachtet werden. Ihre Abhängigkeit von den Variablen ergibt sich aus den folgenden Betrachtungen.

Der Widerstand durch Winddruck w_1 ist direkt proportional der Fläche, die dem Winde dargeboten wird, und ebenso direkt proportional dem Quadrate der Geschwindigkeit (in km/St.)

$$w_1 = a_1 + b_1 \,.\, F \,.\, V^2.$$

Der Widerstand durch rollende Reibung, w_2, dagegen ist nur abhängig vom Gewichte Q des Zuges in Tonnen, resp. 1000 . Q in Kilogrammen.

$$w_2 = a_2 + b_2 \,.\, 1000\,Q.$$

Das Glied w_3, der Widerstand durch die Krümmungen, ist umgekehrt proportional dem Krümmungsradius R in Metern. w_3 ist ausgedrückt durch folgende Gleichung, deren Zahlenwerte von v. Röckl auf den bayerischen Staatsbahnen bestimmt wurden.

$$w_3 = \frac{1000\,Q\,a_3}{R - b_3},$$
$$a_3 = 0{,}6504; \quad b_3 = 55.$$

Es bleibt nun nur noch übrig, die Abhängigkeit des Zugwiderstandes hervorgerufen durch die Steigung, abhängig von derselben darzustellen. Nach Fig. 1 lässt sich das Zuggewicht 1000 . Q in Kilogramm gleich „bc" in zwei Komponenten zerlegen, deren eine in die Richtung der Bahn, deren andere normal dazu fällt.

„Nun ist aber die Erhöhung des Zugwiderstandes auf geneigter Bahn gleich der Komponente des Zuggewichtes, die in Richtung der Bahn fällt." In unserem Falle ist sie also gleich „ab".

Folglich ist

$$w_4 = ab = 1000\,Q \sin \alpha.$$

Da nun aber aus dem Dreieck „xyz" sich „s" zu „1000 . tang α" ergibt, und da „$\sin \alpha = \cos \alpha \,.\, \mathrm{tang}\, \alpha$" ist, so ergibt sich für

$$w_4 = 1000\,Q \sin \alpha$$

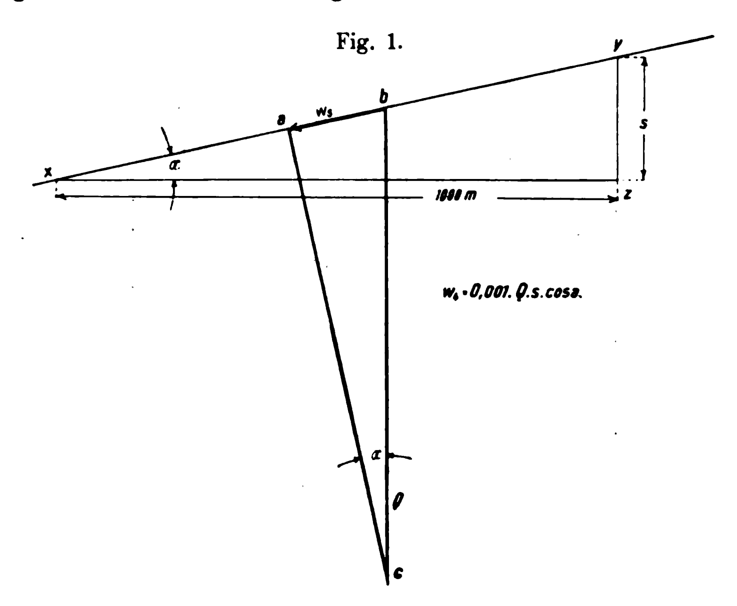
der Wert

$$w_4 = 0{,}001 \,.\, 1000 \,.\, Q \,.\, s \,.\, \cos \alpha,$$
$$w_4 = Q \,.\, s \,.\, \cos \alpha.$$

Hierbei ist unter „s" der Wert in Metern zu verstehen, um den sich das Gelände pro Kilometer erhebt.

Nun wäre noch die Erhöhung des Zugwiderstandes zu betrachten, die hervorgerufen wird durch die Reibung der Zapfen und der sonstigen beweglichen Teile in ihren Lagern und Schalen. Dieser Widerstand

Fig. 1.



ist, ähnlich wie der unter „2" behandelte, auszudrücken. Er ist nur abhängig von dem Gewichte des Zuges

$$w_5 = a_5 + 1000\, b_5\, Q.$$

Aus diesen fünf Faktoren kann man jetzt den Gesamtwiderstand als Summe der einzelnen Glieder ausdrücken:

$$w = w_1 + w_2 + w_3 + w_4 + w_5 = \sum_{n=1}^{n=5} w_n,$$

$$w = a_1 + b_1 F V^2 + a_2 + 1000\, b_2 . Q + \frac{1000\, Q\, a_3}{R - b_3} + Q . s . \cos\alpha$$
$$+ a_5 + 1000\, b_5\, Q,$$

$$w = (a_1 + a_2 + a_5) + b_1 F V^2 + (b_2 + b_5)\, 1000\, Q + \frac{1000\, Q\, a_3}{R - b_3}$$
$$+ Q . s . \cos\alpha.$$

Man kann der Reihe nach folgende Glieder zusammenfassen, wenn man berücksichtigt, dass bei allen unseren Bahnen die Fläche, die dem Winde dargeboten wird, nahezu als konstant angenommen werden



kann. Die Grösse dieser Fläche ist festgelegt durch das Ladeprofil der betreffenden Bahn. Es sei gesetzt:

$$A = (a_1 + a_2 + a_5),$$
$$B = (b_1 F),$$
$$C = 1000\,(b_2 + b_5).$$

Die Gleichung geht dann über in

$$w = A + BV^2 + CQ + \frac{1000\,Q\,a_3}{R - b_3} + Q\,.\,s\,.\cos\alpha.$$

In der Praxis teilt man nun den zuletzt ausgedrückten Zugwiderstand in drei Teile und drückt ihn nicht für das ganze Zuggewicht, sondern für die Tonne desselben aus. Diese drei Teile sind folgende:

I. Der Widerstand hervorgerufen durch alle auftretende Reibung $= w_0$.

II. Der Widerstand der durch die Steigung hervorgerufen wird $= w_s$.

III. Der Widerstand entstehend durch die Abweichung der Bahnstrecke von der Geraden $= w_R$.

Den ersten Teil nennt man wohl allgemein den Zugwiderstand, was ja nicht ganz richtig ist, da die beiden anderen Glieder auch solche Widerstände sind. Wir wollen diese Bezeichnung jedoch beibehalten und für die anderen Steigungs- und Krümmungswiderstand sagen.

Der Zugwiderstand „I" ist auf experimentellem Wege bestimmt worden. Er wird ausgedrückt abhängig von der Geschwindigkeit des Zuges. Er enthält auch den Widerstand durch Winddruck. Man erhält Gleichungen von der Form:

$$w_0 = \alpha + \beta V + \gamma V^2,$$

wobei die Konstanten so gewählt sind, dass die Geschwindigkeit in Kilometern pro Stunde eingesetzt wird. Es gibt eine ganze Reihe derartiger Gleichungen, von denen im folgenden die acht wichtigsten zum Abdruck gebracht worden sind:

a) $w_0 = 2{,}5 + 0{,}001\,V^2$ nach Fink.

b) $w_0 = 2{,}68 + 0{,}00078\,V^2$ nach Clark.

c) $w_0 = 1{,}34 + 0{,}08\,.\,V$ nach Gooch.

d) $w_0 = 2{,}0 + 0{,}049\,.\,V + 0{,}000097\,.\,V^2$ nach Blood.

e) $w_0 = 2{,}0 + 0{,}0496\,.\,V$ nach Barnes.

f) $w_0 = 1{,}6 + 0{,}456\,.\,V\,.\,[(V + 10) : 1000] = 1{,}6 + 0{,}00456\,.\,V + 0{,}000456\,.\,V^2$ nach Barbier.

g) $w_0 = 1{,}6 + 0{,}3\,[(V + 50) : 1000] = 1{,}6 + 0{,}0015\,.\,V + 0{,}0003\,.\,V^2$ nach v. Borries.

h) $w_0 = 1{,}25 + 0{,}00041\,.\,V^2$ nach Crawford.

Die Koeffizienten der Gleichung für w zeigt folgende Tabelle:

Namen	α	β	γ
Fink	2,5	0,0	0,001
Clark	2,68	0,0	0,00078
Gooch	1,34	0,08	0,0
Blood	2,0	0,049	0,000097
Barnes	2,0	0,04996	0,0
Barbier	1,6	0,00456	0,000456
v. Borries	1,6	0,0015	0,0003
Crawford	1,25	0,0	0,00041

In Fig. 2 sind die Werte dieser acht Gleichungen aufgezeichnet. Sie zeigen deutlich, wie verschieden die Bedingungen gewesen sein

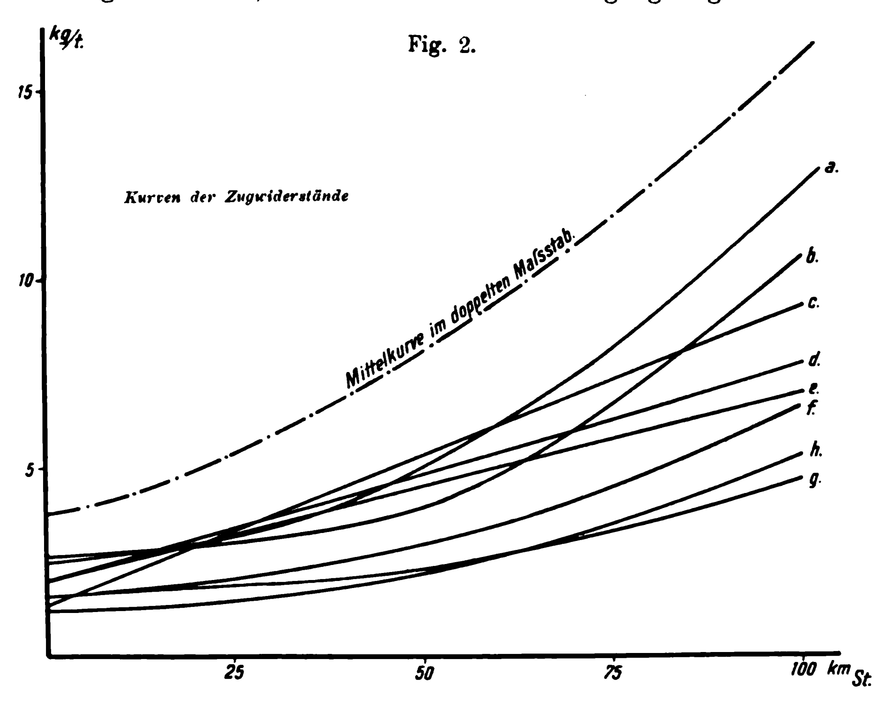


Fig. 2.

müssen, unter denen die betreffenden Versuche angestellt worden sind. Man kann freilich bei Projektierung einer gewissen Bahnstrecke mit

ziemlicher Genauigkeit sagen, welche der acht Gleichungen gewählt werden muss, um für die betreffende Anlage das richtige w_0 gewählt zu haben. Man wird wohl in Gegenden, in denen Regen, Schnee und Glatteis häufig sind, die Formeln wählen, die hohe Werte, in trockenen, vielleicht tropischen Gegenden die, welche niedere Zahlen ergeben.

Für den ersten Entwurf einer Bahnanlage wird aber die folgende Gleichung, die den Mittelwert der acht anderen darstellt, gute Dienste leisten. Sie ist in den Kurven der Fig. 2 strichpunktiert im doppelten Massstab eingezeichnet und sie lautet:

$$w_0 = 1{,}871 + 0{,}02308\, V + 0{,}00038\, V^2 \text{ kg/t.}$$

Betrachten wir den zweiten Teil der Gleichungen, die für praktische Berechnungen dienen, den Widerstand, der zur Ueberwindung der Steigung dient.

In Kilogrammen pro Tonne ausgedrückt lautet die Gleichung:

$$w_s = 0{,}001 \,.\, s \,.\, \cos\alpha \,.\, Q \,.\, 1000 \,.\, \left(\frac{1}{Q}\right)$$
$$= s \,.\, \cos\alpha.$$

In praktischen Fällen kann man nun den Wert $\cos\alpha$ immer $= 1$ setzen (solange es sich um Adhäsionsbahnen handelt). Dadurch vereinfacht sich die Gleichung wesentlich. Sie lautet:

$$w_s = s \text{ in kg/t.}$$

Der dritte Anteil am Zugwiderstand endlich, der Widerstand in den Krümmungen, bleibt in seiner alten Form bestehen. Er lautet:

$$w_R = \frac{650{,}4}{R - 55} \text{ kg/t.}$$

Die Kurven der Fig. 3 zeigen den Verlauf dieses Widerstandes. Die Gleichung stellt eine gleichseitige Hyperbel dar, mit den Asymptoten R-Achse und Gerade parallel zur w_R-Achse im Abstande $R = +55$. Ausserdem ist in den Kurven der Widerstand auf der Steigung aufgetragen. Es ist dabei für „s“ der Wert $\frac{1000}{n}$ gewählt worden, weil man von Steigungen $\frac{1}{n}$ spricht. Es ist also w_s in Abhängigkeit von n aufgetragen worden. Auch diese Gleichung

$$w_s = \frac{1000}{n} \text{ kg/t}$$

stellt eine gleichseitige Hyperbel dar. Bei ihr sind die Achsen zugleich die Asymptoten.

Unter Einsetzung aller dieser Werte lässt sich die Zugkraft Z nun ausdrücken durch folgende Gleichung:

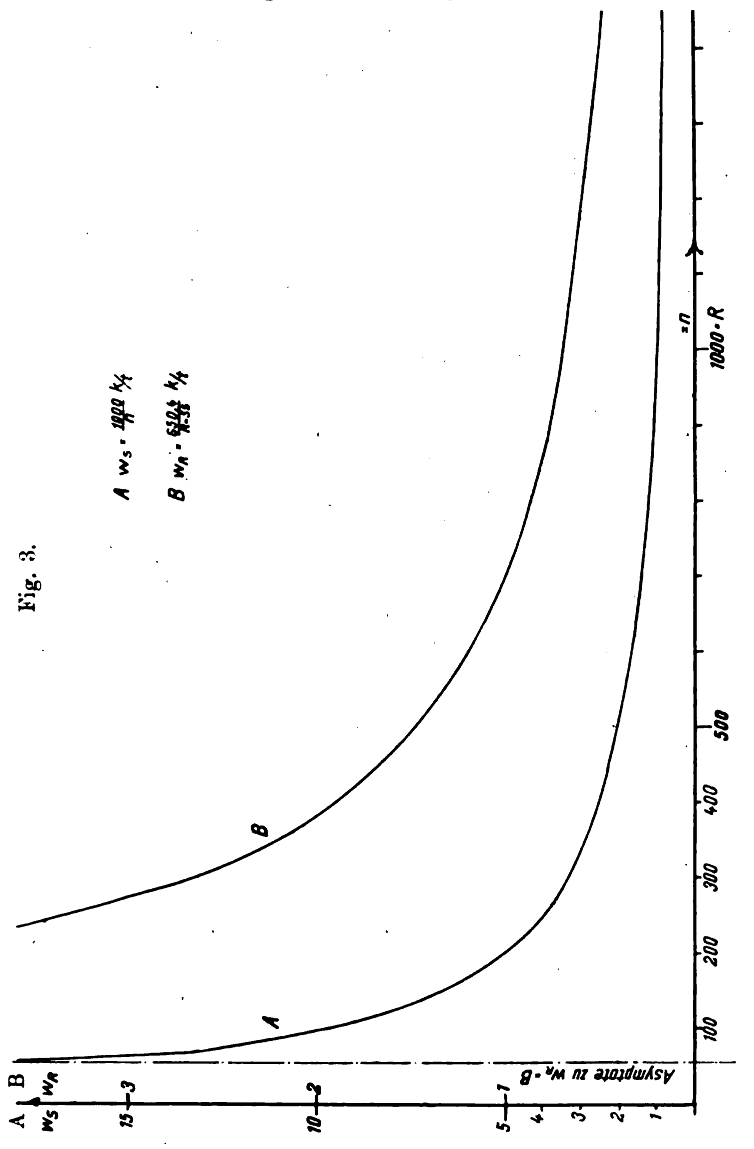


Fig. 3.

$$Z = Q\left[1{,}871 + 0{,}02308\,V + 0{,}00038\,V^2 \pm \frac{1000}{n} + \frac{650{,}4}{R-55}\right]\text{ kg.}$$

Freilich wird man für die praktische Berechnung den Widerstand in den Krümmungen getrennt berücksichtigen. Ausserdem wird man für

die Steigung den Mittelwert der ganzen Strecke sowohl für Hin- als für Rückfahrt getrennt einsetzen. Man erhält dann die Gleichung für die mittlere Zugkraft während einer Fahrt zu:

$$Z = Q\left[1,871 + 0,02308\,V + 0,00038\,V^2 \pm \frac{1000}{n}\right].$$

Hierbei muss Q in Tonnen und V in Kilometer pro Stunde eingesetzt werden.

Es gilt nun die bekannte Gleichung

$$Z = \frac{N\,.\,75}{v},$$

wo N die Anzahl der Pferdestärken, v die Geschwindigkeit in Meter pro Sekunde ist. Bekanntlich ist $v = V : 3,6$, so dass die Gleichung übergeht in

$$Z = \frac{N\,.\,3,6\,.\,75}{V} = 270\,\frac{N}{V}.$$

Setzt man obigen Wert für die Zugkraft in diese Gleichung ein und bedeutet η den Wirkungsgrad des Antriebs, dann gibt die folgende Gleichung den aufgenommenen Effekt A in Kilowatt an.

$$A = \frac{Q\,(1,871 + 0,02308\,V + 0,00038\,V^2 \pm s)\,V\,.\,736}{3,6\,.\,75\,.\,\eta\,.\,1000}.$$

Auch hier drückt man praktisch den Effekt pro Tonne Zuggewicht aus, wie man es ja auch bei den Widerständen gethan hat. Die Gleichung geht dann nach Ausrechnung der Zahlenwerte in folgende Form über:

$$a = \frac{A}{Q} = \frac{\left(5,100 \pm \frac{2726}{n}\right)V + 0,06291\,V^2 + 0,001036\,V^3}{1000\,\eta}\ \text{Kw.'t.}$$

Es sei hierbei der Effekt pro Tonne Zuggewicht mit „a" bezeichnet. Das positive oder negative Vorzeichen von „n" bezeichnet die Steigung oder das Gefälle. In diesen Formeln setzt man die mittlere Steigung der Bahn ein und berechnet getrennt den Effektverbrauch für Hin- und Rückfahrt. Um den wirklichen mittleren Effektbedarf pro Tag in Kilowattstunden zu erhalten, nimmt man das Mittel aus den beiden für Hin- und Rückfahrt berechneten Werten, multipliziert mit der Anzahl der täglichen Fahrten „z" und mit der Zeit einer Fahrt „T" [1]) in Stunden. Dabei kann man folgenden inter-

[1]) T ist die reine Fahrzeit, abzüglich der Zeit für Anfahren, Bremsen und abzüglich des Aufenthalts in den Stationen.



essanten Satz ableiten. Der mittlere Effektbedarf ist unabhängig von der Steigung der Bahnstrecke, solange die mittlere Steigung einen solchen Wert hat, dass ein Zug auf einer Strecke mit dieser Steigung nicht von selbst aus der Ruhelage abfährt. Der Bedarf ist ausgedrückt durch folgende Gleichung:

$$P = Q \,.\, z \,.\, T \,.\, \frac{5{,}100\, V + 0{,}06291\, V^2 + 0{,}001036\, V^3}{1000\, \eta} \; \frac{\text{Kw./St.}}{\text{Tag}}.$$

In dieser Gleichung ist nun der Mehrbedarf durch den Widerstand in den Krümmungen unberücksichtigt geblieben. Man schlägt daher zu dem so berechneten Werte 8 bis 10 % zu. Dieser Wert ist keineswegs zu klein gewählt, denn man sieht aus der Kurve in Fig. 3, dass der Krümmungswiderstand im Verhältnis zu den anderen Widerständen verhältnismässig kleine Werte annimmt. Ferner ist bei dem so berechneten Leistungsbedarf der Mehrbedarf für das Anfahren noch nicht berücksichtigt. Wenden wir uns daher zu diesem.

Das Anfahren.

Es ist hierbei die Aufgabe gestellt, eine Masse vom Gewichte „Q" in Tonnen in der Zeit „t" auf eine gewisse Endgeschwindigkeit „V" in Kilometer pro Stunde zu bringen, d. h. sie zu beschleunigen. Es gilt nun die bekannte Gleichung der Mechanik:

$$\text{Kraft} = \text{Masse} \times \text{Beschleunigung},$$

$$Z_p = M \,.\, p = \frac{1000\, Q}{9{,}81} \,.\, p.$$

Die Beschleunigung ist aber $p = \frac{d\,v}{d\,t} = \text{tang}\, \alpha = \frac{v}{t}$ (s. Fig. 4), wobei „v" die Geschwindigkeit in Metern pro Sekunde ist, also $= \frac{V}{3{,}6}$.

Die Gleichung für die zur Massenbeschleunigung aufzuwendende Zugkraft Z_p lautet dann nach Ausrechnung der Zahlenwerte:

$$Z_p = \frac{1000\, Q}{9{,}81} \,.\, \frac{V}{3{,}6} \,.\, \frac{1}{t} = 28{,}4\, \frac{Q\, V}{t}.$$

Ausser dieser Zugkraft müssen die Motoren noch diejenige leisten, die zur Ueberwindung der Reibung und der Steigung nötig ist. Der Krümmungswiderstand fällt aus der Rechnung, weil ein Anfahren in stark gekrümmten Kurven selten vorkommt und weil die Mehrzugkraft in Kurven mit grossen Radien unbedeutend ist. Die Anfahrzugkraft



„w_a“ in Kilogramm/Tonnen Zuggewicht setzt sich also zusammen aus einer Komponente zur Massenbeschleunigung, aus einer zur Ueberwindung des Widerstandes und aus einer zur Ueberwindung der Steigung. Es ist:

$$\frac{Z_a}{Q} = w_a = w_0 + w_p \pm w_s,$$

$$w_p = 28{,}4\,\frac{V}{t},$$

$$w_s = \pm\, s,$$

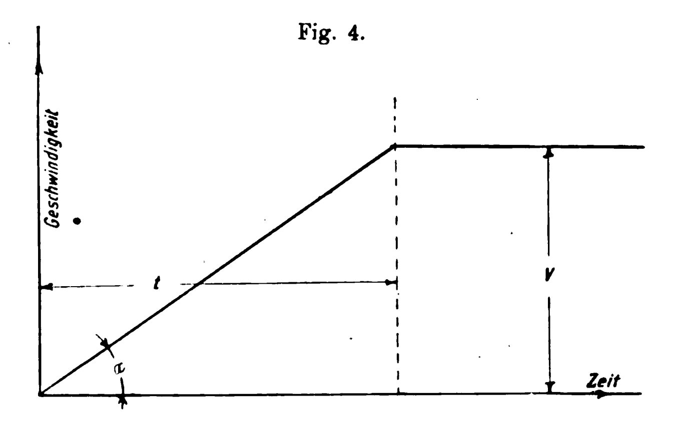
$$w_0 = \alpha + \beta V + \gamma V^2.$$

Die Anfahrbeschleunigung berechnet sich zu

$$p = \frac{w_a - w_0 \mp s}{28{,}4},$$

wobei zu beachten ist, dass „$-s$“ für die Steigung, „$+s$“ dagegen für Gefälle gilt, also umgekehrt wie vorher.

Fig. 4.



Die Grösse von „w_a“ ist aus der Ueberlastbarkeit der Motoren gegeben, so dass man, wenn man die Motoren kennt, die grösstmöglichste Beschleunigung berechnen kann. In der Formel für „p“ kommt „w_0“ als Funktion der Geschwindigkeit vor. Diese ändert sich aber von 0 bis zum Wert v, so dass man für w_0 einen Mittelwert einsetzen muss vom Betrag

$$w_{0\,m} = \frac{1}{t}\int_0^t (\alpha + \beta V + \gamma V^2)\, dt.$$

Es ist

$$dt = b \,.\, dv,$$

wo

$$b = \frac{t}{V}.$$

Es ist also:

$$w_{0\,m} = \alpha + \frac{1}{2}\,\beta\,V + \frac{1}{3}\,\gamma\,V^2 = 1{,}871 + 0{,}01154\,V + 0{,}000127\,V^2.$$

Unter Einsetzung dieser Werte kann man nun die Anfahrbeschleunigung berechnen zu

$$p = \frac{w_a - 1{,}871 - 0{,}01154\,.\,V - 0{,}000127\,V^2 \mp s}{28{,}4},$$

wobei für α, β und γ die Werte der mittleren Zugwiderstandsgleichung eingesetzt wurden. Diese Beschleunigung darf nun einen gewissen Wert nicht überschreiten, damit beim Anfahren kein starker Stoss entsteht, oder wie man sagt, das Anfahren sanft erfolgt.

Um sich die sogenannten Anfahrlinien zu konstruieren, verfährt man wie folgt (Fig. 5).

Man zeichne sich die maximale Zugkraft Z_a, die der Motor leisten kann, in irgend einem Massstab auf, und berechne sich die Anfahrzeit nach der weiter unten folgenden Gleichung. Alsdann zeichne man die angenäherte Geschwindigkeitslinie für das Anfahren a b c als gerade Linie. Von Z_a subtrahiert man

$$Z_0 = Q\,.\,w_0 = f(V)$$

und

$$Z_s = Q\,.\,s = \text{konst.}$$

Es ist dann

$$Z_p = Z_a - (Z_0 + Z_s)$$

die Zugkraft, die zur Beschleunigung der Massen aufzuwenden ist. Nun ist aber

$$Z_p = M\,p = \frac{1000\,Q}{9{,}81}\,p$$

und

$$p = \frac{V}{3{,}6\,t}.$$

Man kann sich daher für jeden Augenblick

$$V = 3{,}6\,p\,.\,t = 3{,}6\,.\,0{,}00981\,\frac{t\,.\,Z_p}{Q} = 0{,}035316\,\frac{t\,Z_p}{Q}$$

bilden und erhält so die Linie der wahren Anfahrgeschwindigkeit. Man sieht aus der Fig. 5, dass dieselbe etwas von der geraden Linie abweichen wird.

Es ist in der Figur für den Moment

$$t = \tau$$
$$Z_p = A,$$

daraus berechnet sich

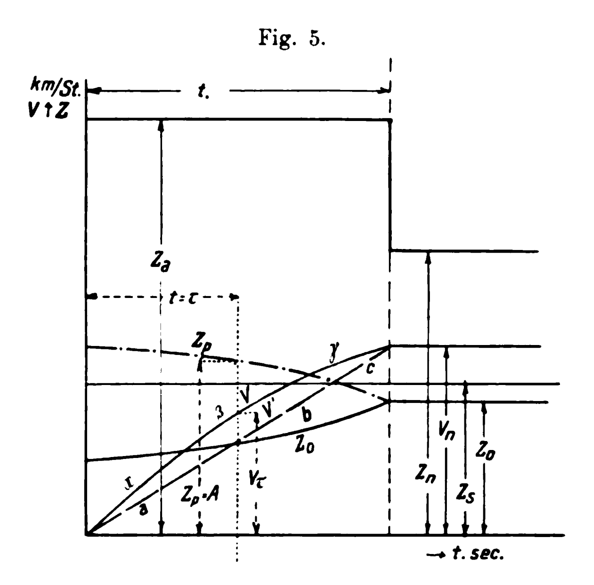
$$V_t = \frac{3{,}6 \, . \, 0{,}00981 \, . \, A \, . \, \tau}{Q} \text{ km/St.}$$

Nun ist die Energie, die aufzuwenden ist, gleich „A′“ bei einem Wirkungsgrad „η'“ und bei einer entwickelten Zugkraft „Z_a“ gleich

$$A' = \frac{Z_a \, . \, V' \, . \, 736}{3{,}6 \, . \, 75 \, . \, 1000 \, \eta'} \text{ Kw.},$$

wobei „V′“ die Geschwindigkeit im Mittel während des Anfahrens ist.

Fig. 5.



Diese ist in unserem Falle angenähert gleich der halben normalen Geschwindigkeit, also

$$V' = \frac{V}{2}.$$

Dieser Wert eingesetzt ergibt

$$A' = 1{,}4 \, \frac{Z_a \, V}{1000 \, \eta'}$$

in Kilowatt.

Aus der vorhin entwickelten Gleichung für die Beschleunigung lässt sich unter Einsetzung des mittleren Wertes für die Geschwindigkeit die Anfahrzeit berechnen, wie es die folgende Gleichung zeigt:

$$p = \frac{V}{A} = \frac{w_a - 1,871 - 0,01154\,V - 0,000127\,V^2 \mp s}{28,4}$$

$$t = \frac{28,4\,V}{(w_a - 1,871 - 0,01154\,V - 0,000127\,V^2 \mp s)\,.\,3600}.$$

Der Faktor 3600 im Nenner kommt daher, weil „t“ die Anfahrzeit in Stunden sein soll. Durch Kombination dieser Gleichung mit der für den Effektbedarf erhält man den Wattverbrauch pro ein Anfahren zu

$$P_a = \frac{11\,.\,Z_a\,V^2}{(w_a - 1,871 - 0,01154\,V - 0,000127\,V^2 \mp s)\,\eta'}\,.\,10^{-6}\ \text{Kw./St.}$$

Diesen Wert bildet man für jedes Anfahren und addiert die Summe aller dieser Werte zu dem bereits berechneten mittleren Effektbedarf. Man erhält so den gesamten Bedarf der Bahnanlage pro einen Betriebstag.

Zum Schlusse wäre nur noch das Bremsen zu betrachten.

Das Bremsen.

Es soll untersucht werden, welche Kräfte von nöten sind, um einen Zug, der mit einer gewissen Geschwindigkeit fährt, zum Stillstande zu bringen. Ausserdem muss man wissen, wie gross der Weg ist, den der Zug vom Beginne des Bremsens an bis zum Stillstand zurücklegt.

Der Zug repräsentiert uns eine Masse „M“ vom Gewichte „1000 Q“ in Kilogramm, die sich mit einer Geschwindigkeit „V“ fortbewegt. Diese Masse besitzt eine lebendige Kraft „L“.

$$L = \frac{M\,V^2}{2},$$

$$L = \frac{1000\,Q\,.\,V^2}{9,81\,.\,3,6\,.\,3,6\,.\,2}.$$

Diese lebendige Kraft muss nun in Wärme umgesetzt werden. Hierbei treten die Bremsen in Thätigkeit. Ausserdem wird natürlich ein Teil dieser Kraft durch die Steigung und durch den Zugwiderstand aufgenommen.

Bezeichnen wir mit „B“ die Bremskraft, am Umfange des Laufrades wirkend, mit „X“ den Bremsweg und ist endlich „μ“ der Reibungskoeffizient zwischen Radkranz und Bremsklotz, so kann man folgende Gleichung anschreiben:

$$B = \mu\,.\,P,$$

$$L = Q\int_0^X w_0\,d\,X + \int_0^x \mu\,P\,d\,X \mp Q\,1000\,s\,.\,X.$$

Es ist

$$Q \cdot \int_0^X w_0 \, . \, dX$$

der Anteil der lebendigen Kraft, der durch den Zugwiderstand,

$$1000 \, . \, Q \, . \, s \, . \, X$$

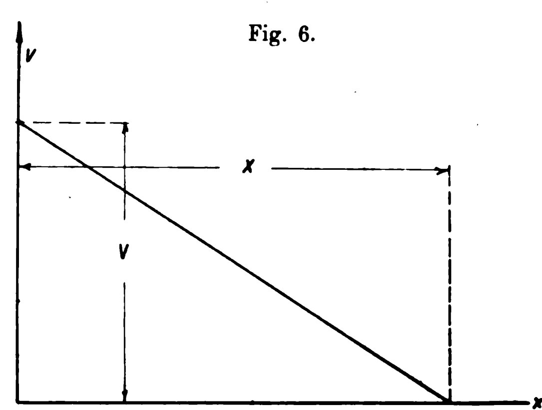
der Teil, der durch die Steigung vernichtet wird, während

$$\int_0^X \mu \, . \, P \, . \, dX$$

den Anteil der lebendigen Kraft bedeutet, welcher durch die Bremsen aufgenommen werden soll. Betrachten wir nun die einzelnen Teile:

$$L_1 = Q \int_0^X w_0 \, . \, dX.$$

Fig. 6.



Hier ist die Gleichung für w_0 als Funktion von V einzusetzen. V ist aber selbst abhängig vom Bremsweg X. Es ist (Fig. 6) die Gleichung der Geschwindigkeitslinie gleich

$$x = a - b \, . \, v,$$

also

$$dx = - b \, . \, dv.$$

Setzt man diesen Ausdruck ein, so muss man die Grenzen der Integrale entsprechend ändern. Es ist für $X = 0$, $v = V$, während für $x = X$ $v = 0$ wird. Das Integral lautet also:

$$L_1 = Q \int_V^0 (\alpha + \beta v + \gamma v^2) \, . \, (- b) \, . \, dv.$$

b lässt sich nach folgender Ueberlegung bestimmen:

$$x = a - b v,$$

für $x = 0$ ist $v = V$ und $a = b V$,
für $x = X$ ist $v = 0$ und $x = a$,

also

$$- b = - \frac{X}{V}.$$

Dadurch erhält man die Gleichung:

$$L_1 = - Q \frac{X}{V} \int_V^0 (\alpha + \beta V + \gamma V^2) \, d V.$$

Nach Auflösung des Integrals erhält man für w_0 den Ausdruck:

$$w_0 = \left[\alpha v + \frac{1}{2} \beta v^2 + \frac{1}{3} \gamma v^3\right]_v^0 = - \alpha V - \frac{1}{2} \beta V^2 - \frac{1}{3} \gamma V^3.$$

Setzt man schliesslich die Zahlenwerte für α, β und γ ein, so erhält man endgültig für L_1 die Formel:

$$L_1 = Q X (1{,}871 + 0{,}01154 V + 0{,}000127 V^2).$$

In dem zweiten Teil der Hauptgleichung

$$L_2 = \int_0^X \mu \, . \, P \, . \, d X$$

ist μ eine Funktion der Geschwindigkeit V und V selbst ist wieder abhängig von dem Bremsweg X. Es ist also wie vorhin

$$d X = - b \, . \, d V,$$

wobei auch

$$b = \frac{X}{V}$$

ist. Nun ist also

$$\mu \, d x = \frac{12{,}5}{50 + v} \, d x$$

$$= - b \frac{12{,}5}{50 + v} \, d v$$

$$= - \frac{X}{V} \frac{12{,}5}{50 + v} \, d v.$$

Es ist P die Belastung der gebremsten Achsen gleich einem Bruchteil δ des Zuggewichtes Q, wobei beide in Tonnen einzusetzen sind. Die Gleichungen lauten dann

$$L_2 = P \, 1000 \frac{X}{V} \left[- \int_v^0 \frac{12{,}5}{50 + v} \, d v \right], \quad \text{wo} \quad P = \delta Q.$$

Durch Integrieren geht dieselbe über in

$$L_2 = -1000\,P\,\frac{X}{V}\left[12{,}5\,l_n\,(50 + v)\right]_v^0.$$

so dass man nach Einsetzen der Grenzen folgenden Wert erhält:

$$L_2 = 12\,500\,P\,\frac{X}{V}\,[l_n\,(50 + V) - l_n\,50].$$

Da nun dieser Ausdruck durch das Glied $l_n\,(50 + V)$ und $l_n\,50$ verhältnismässig kompliziert ist und da ausserdem die Gleichung für μ nur experimentell bestimmt ist, also auch nur mit bedingter Genauigkeit gilt, so setzt man für die praktische Berechnung in die Gleichung für L_2 den Wert μ für die mittlere Bremsgeschwindigkeit ein, d. h. man setzt für μ den Wert:

$$\mu = \frac{12{,}5}{50 + \frac{V}{2}}.$$

Dann lautet die Gleichung folgendermassen:

$$L_2 = 1000\,P\,\frac{12{,}5}{50 + 0{,}5\,V}\int_0^x d\,X$$

$$= \frac{12\,500\,P}{50 + 0{,}5\,V}\,.\,X = \frac{25\,.\,10^3\,.\,P\,X}{100 + V}\ \text{kgm}.$$

Der Wert dieser Formel wird nun naturgemäss etwas verschieden von dem aus der genauen Gleichung berechneten, was aber bei der verhältnismässigen Ungenauigkeit der Konstanten in der Gleichung für μ von geringer Bedeutung ist.

Betrachten wir nun den dritten Teil der Bremsgleichung, welcher lautet:

$$L_3 = \mp\,Q\,s\,.\int_0^x d\,X\ \text{kgm},$$

so sind in diesem Ausdruck keine Variablen enthalten, man kann ihn also direkt integrieren und erhält folgende Form:

$$L_3 = \mp\,Q\,s\,X\ \text{kgm}.$$

Nun ist aber $s = 1000 : n$, so dass man schreiben muss:

$$L_3 = \mp\,\frac{10^3\,Q\,X}{n}.$$

Hierbei gilt das negative Vorzeichen für die Steigung, das positive für das Gefälle, was ja selbstverständlich ist, wenn man berücksichtigt,

dass der Bremsweg im Gefälle grösser werden muss wie in der Steigung. Da nun aber

$$L = L_1 + L_2 + L_3 = \frac{1000\,Q\,V^2}{9{,}81\,.\,3{,}6\,.\,3{,}6\,.\,2},$$

so geht die Gleichung unter Einsetzung aller der eben erhaltenen Werte in folgende über:

$$\frac{1000\,Q\,V^2}{9{,}81\,.\,3{,}6\,.\,3{,}6\,.\,2} = Q\,.\,X\,(1{,}871 + 0{,}01154\,V + 0{,}000127\,V^2)$$
$$+ 12\,500\,P\,\frac{X}{V}\,[l_n\,(50 + V) - l_n\,50] \mp \frac{10^3\,Q\,X}{n}.$$

Setzt man jetzt das Gewicht der gebremsten Achsen gleich

$$P = \delta\,Q,$$

was man ohne weiteres kann, dann fällt Q heraus und die Beziehung lautet, nach X aufgelöst, wie folgt:

$$X = \frac{3{,}95\,V^2}{1{,}871 + 0{,}01154\,V + 0{,}000127\,V^2 + \frac{12\,500\,\delta\,[l_n\,(50 + V) - l_n\,50]}{V} \mp 10^3\,.\,\frac{1}{n}}.$$

Diese Gleichung gilt für grösstmöglichste Genauigkeit. Man wird sich aber in der Praxis damit begnügen, dass man den angenäherten Wert für

$$L_2 = \frac{12\,500\,P\,X}{50 + 0{,}5\,V} = \frac{25\,000\,P\,X}{100 + V}$$

einsetzt und dann nach X auflöst. Dann erhält man folgenden Ausdruck:

$$X \cong \frac{4\,V^2}{1{,}9 + 0{,}012\,V + 0{,}00013\,V^2 + \frac{25\,000}{100 + V}\,.\,\delta \mp \frac{10^3}{n}}.$$

Aus dieser Gleichung kann man nun alle wichtigen Grössen bestimmen, die Bremszeit t_b, die Bremsverzögerung p. Dieselben sind:

$$t_b = \frac{2\,X}{v} \qquad v \text{ in m/Sek.} = \frac{V}{3{,}6}.$$
$$p = \frac{v^2}{2\,X}$$

Nach Betrachtung dieser Grössen wäre nun nur noch zu bestimmen, wie gross das Gewicht der Lokomotive resp. der Antriebswagen sein muss, um ein bestimmtes Zuggewicht Q zu ziehen. Das betreffende Gewicht sei Q_L in Tonnen, und der Reibungs- oder Ad-

häsionskoeffizient sei $\sigma = 0{,}15$. Dann lautet die Gleichung für das sogenannte Lokomotivgewicht Q_L folgendermassen:

$$Q_L > \frac{\left(w_0 + \frac{1000}{n}\right) Q}{1000 \, . \, \sigma - w_0},$$

wobei n der Wert für die maximal auftretende Steigung ist. Setzt man in diese Formel die Gleichung für den mittleren Wert von w_0 ein unter Annahme abgerundeter Werte für die Konstanten α, β und γ, so erhält man folgenden Ausdruck:

$$Q_L > \frac{\left(1{,}9 + 0{,}023 \, V + 0{,}0004 \, V^2 + \frac{1000}{n}\right) Q}{1000 \, . \, \sigma - (1{,}9 + 0{,}023 \, V + 0{,}0004 \, V^2)}.$$

Die früher angegebenen Gleichungen für den mittleren Effektbedarf waren aufgestellt, ohne zu berücksichtigen, dass man den Zug auch auslaufen lassen kann. Man kann nämlich den Zug, der mit einer gewissen Geschwindigkeit fährt, der also eine bestimmte lebendige Kraft repräsentiert, etwas früher ausschalten und kann ihn dann frei laufen lassen. Er wird so lange laufen, bis durch die Reibung die lebendige Kraft aufgezehrt ist. Diesen Vorgang nennt man Auslaufen. Während desselben braucht dem Zug natürlich auch keine Energie zugeführt werden. Man wird also seine Motoren so wählen, dass sie viel höhere Geschwindigkeiten ergeben wie die mittlere sein soll. Dies lässt sich ja leicht erreichen. Man wählt also die Einzelgeschwindigkeiten so, dass der Mittelwert unter Berücksichtigung des Anfahrens gleich dem Geschwindigkeitswert ist, der zur Aufstellung des Fahrplans verwendet wurde. Diesen Wert setzt man auch in die vorher gegebenen Gleichungen ein und erhält dann den mittleren Effektbedarf mit einer für die Praxis völlig hinreichenden Genauigkeit.

Es fragt sich nun nur noch, wie berechnet sich der Auslaufweg. Der Zug besitzt eine Masse M und er soll eine Geschwindigkeit V in Kilometern pro Stunde haben. Dann besitzt er eine lebendige Kraft L, die gleich ist

$$L = \frac{M V^2}{2} = \frac{1000 \, Q}{9{,}81 \, . \, 2} \left(\frac{V}{3{,}6}\right)^2 \cong 4 \, Q \, V^2.$$

Diese lebendige Kraft soll nun durch die Reibung aufgenommen werden. Der Widerstandskoeffizient zwischen Rad und Schiene sei $w_0 \pm s$, dann ist

$$L = Q \, . \, A \, . \, (w_0 \pm s),$$

wobei A der Auslaufweg ist. Für die Praxis setzt man für w_0 einen mittleren Wert ein, weil w_0 ja in Wirklichkeit von V abhängig ist.

Es ist

$$L = (w_0 \pm s) Q A = 4 Q V^2$$

oder

$$A = V^2 \left(\frac{4}{w_0 \pm s}\right).$$

Diagramm zur graphischen Darstellung der Fahrvorgänge.

Alle bis jetzt betrachteten Vorgänge lassen sich auch noch graphisch mit einer Genauigkeit darstellen, die für die Praxis bei weitem hinreichend ist. Der Fehler, der gemacht wird, ist der, dass der Zugwiderstand in kleinen Intervallen als unabhängig von der Geschwindigkeit angesehen wird, während er doch mit fallender Geschwindigkeit abnimmt.

Das Diagramm ist in Fig. 7 zur Darstellung gebracht. Man verfährt folgendermassen. Man zeichne sich die Linie der Geschwindigkeit des betreffenden Motors in Abhängigkeit von der Zugkraft auf, und zwar so, dass als Abscissen die Geschwindigkeiten als Ordinaten die Zugkräfte gewählt sind. Diese Linien begrenzt man einerseits durch die maximale Geschwindigkeit, die nirgends überschritten werden soll, andererseits durch die mittlere Anzugskraft, die ja durch den maximal zulässigen Strom festgelegt ist, also auch nicht überschritten werden darf. Man erhält somit den Linienzug O A B C D der Fig. 7. Es ist O A die mittlere Anfahrzugkraft, O D die maximal zulässige Geschwindigkeit.

Ferner zeichne man sich den aufgenommenen Strom ebenfalls abhängig von der Zugkraft auf. Zur Vervollständigung zeichnet man dann noch den Zugwiderstand w_0, multipliziert mit dem Zuggewicht „$Q \cdot w_0$" auf, abhängig von der Geschwindigkeit. Dazu addiert man dann noch den Mehrbedarf an Zugkraft für die betreffenden vorkommenden Steigungen „$Q \cdot s$", so dass man alle nötigen Grössen hat. Betrachten wir nun ein Anfahren auf einer Steigung s, entsprechend der Linie G H:

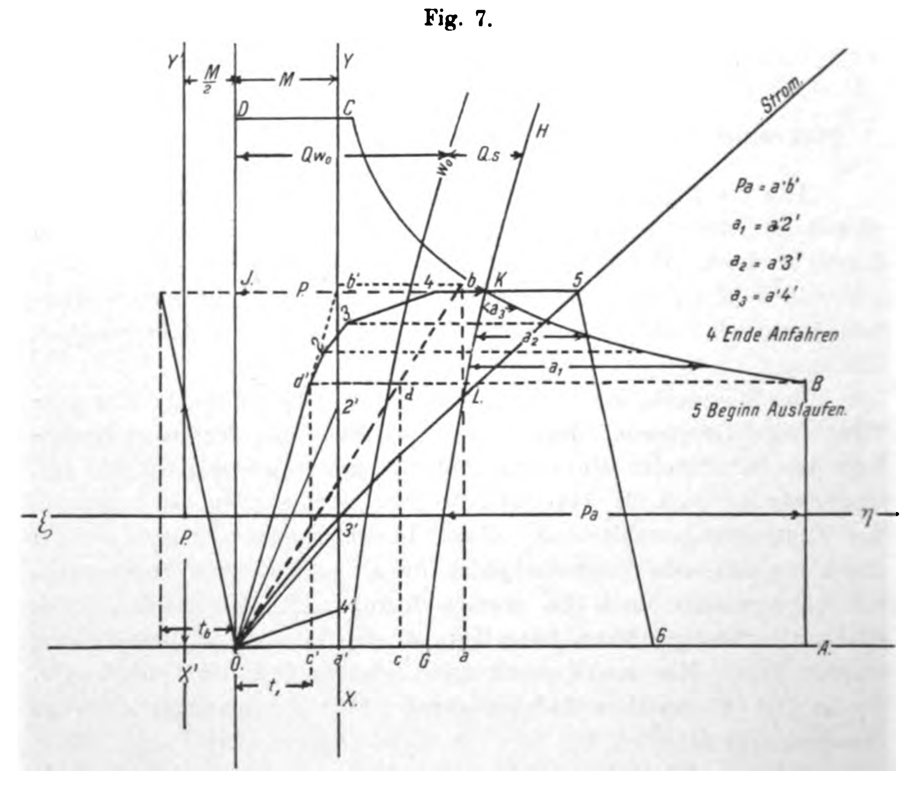
$$Q [w_0 + s] = f [V].$$

Es ist zum Fahren eine Zugkraft nötig, die durch die Ordinaten der genannten Linie G H dargestellt ist. Der Motor gibt auf dieser Steigung s eine Zugkraft P bei einer Geschwindigkeit V = O J. Zum Anfahren steht uns eine Zugkraft O A zur Verfügung. Von dieser



bleibt zur Beschleunigung ein Stück P_a übrig, während der andere Teil zur Ueberwindung des Bahnwiderstandes und der Steigung dient. In Wirklichkeit ist nun P_a nicht ganz konstant, sondern es nimmt mit wachsendem V etwas ab. Wir setzen daher den Mittelwert P_a als

Fig. 7.



angenähert konstant ein. Dieser Wert liegt etwa auf der Halbierungslinie von AB, bezeichnet mit $\xi\eta$, und wir sagen, der Zug mit der Masse M wird mit dieser mittleren Zugkraft bis zu einer Geschwindigkeit $V' = AB$ gleichförmig beschleunigt. Nun wissen wir, dass

$$P_a = p \cdot M$$

ist, wo p die Beschleunigung darstellt. Es ist also

$$p = \frac{P_a}{M},$$

ausdrückbar durch die Tangente eines Winkels; ferner ist

$$p = \frac{v}{t},$$

so dass man sagen kann:

$$\frac{P_a}{M} = \frac{v}{t}.$$

Hier ist t die Zeit, während der gleichförmig mit der Kraft P_a beschleunigt wird. Diese Beziehung ist in dem Diagramm durch das Dreieck O a b ausgedrückt mit Hilfe der Senkrechten c d = A b = V'. Es ist „O a“ = M, „a b“ = P_a und „O c“ = t, während durch c d die Geschwindigkeit ausgedrückt ist. Es verhält sich:

$$\frac{O\,a}{a\,b} \quad \text{wie} \quad \frac{O\,c}{c\,d}$$

oder

$$\frac{M}{P_a} = \frac{t}{v},$$

d. h.

$$O\,c = t \qquad \text{q.e.d.}$$

Man verfährt nun am besten so, dass man für die Masse O a ein beliebiges Stück, z. B. 3 cm wählt. Dann zeichnet man sich das Dreieck O a b, wobei man ja P_a für die betreffende Steigung kennt. Dann berechnet man sich einmal für nur diese eine Steigung

$$t_1 = \frac{M}{P_a} \cdot \frac{V}{3{,}6}$$

und zieht sich im Abstande t_1 (in beliebig gewähltem Massstab für t) eine Senkrechte gleich

$$c'\,d' = V' = A\,B.$$

Dann verbindet man den Endpunkt d' mit dem Nullpunkt 0 und verschiebt P_a = a b parallel, bis b auf die Linie 0 d' bei b' fällt. Durch diesen Punkt zieht man eine Linie X Y senkrecht zur P-Achse und man erhält in O X ein Stück für die Masse M, das den geraden, gewünschten Massstab für t ergibt. Ausserdem haben wir in der Linie die Neigung der Linie der Geschwindigkeit für ein Fahrbild, bei dem für Geschwindigkeit und Zeit der gleiche Massstab gewählt ist, wie für dieses Diagramm.

Von dem Punkte B an nimmt nun die Beschleunigung rasch ab. Aber auch hier lässt sich die Abnahme mit hinreichender Genauigkeit ermitteln, genau wie vorher. Die Geschwindigkeit steigt von V' auf V = 0 J. Dementsprechend nimmt die zur Beschleunigung vorhandene Zugkraft ab und zwar nach den Abscissen der Fläche L B K. Wir teilen am besten diese Fläche in Streifen ein (bei uns nur 3) und nehmen für jeden Streifen die mittlere Abscisse (a_1, a_2, a_3) als gleichförmig

beschleunigend für den betreffenden Intervall an. Damit machen wir bei der Unbestimmtheit der Vorgänge keinen grossen Fehler. Mit diesen Zugkraftkomponenten verfahren wir wie vorher mit P_a und erhalten immer weniger steile Linien (d′2 || 0 2′; 2 3 || 0 3′; 3 4 || 0 4′), die man den Geschwindigkeiten entsprechend aneinanderreiht zu dem Kurvenzug d′2 3 4 5. Dieser Linienzug ist ein Bild der Anfahrvorgänge, besonders wenn man der Stromkurve noch die zugehörigen Ströme entnimmt, was hier weggelassen wurde, um die Figur nicht zu sehr zu komplizieren.

Ausser den bereits beschriebenen Anfahrvorgängen kann man nun noch das Auslaufen auf genau dieselbe Art und Weise berücksichtigen. Bekanntlich entwickelt jeder Motor bei einer gewissen Steigung eine ganz bestimmte Zugkraft und ebensolche Geschwindigkeit. Dieselben lassen sich aus dem Diagramm als die Ordinaten der Schnittpunkte der Geschwindigkeitslinie mit den Linien der Zugkraft für die betreffende Steigung abgreifen. In unserer Figur z. B. bei der eingetragenen Steigung s als die Ordinaten des Punktes K. Es ist O J die Geschwindigkeit, J K die Zugkraft. Der Geschwindigkeit entspricht nun eine gewisse lebendige Kraft

$$L = \frac{M \cdot v^2}{2} = \frac{M V^2}{2 \cdot 3{,}6^2}.$$

Diese lebendige Kraft soll nun aufgenommen werden durch den Zugwiderstand und durch die Steigung. Wir nehmen an, der Zug solle von der Geschwindigkeit v_1 m/Sek., die er besitzt, auslaufen, bis er eine Geschwindigkeit v_2 m/Sek. erreicht hat.

Bezeichnen wir mit A den betreffenden Auslaufweg und ist P die Zugkraft, die der Motor bei der Geschwindigkeit v_1 liefert, so gilt, wenn man die Abhängigkeit der Zugkraft von der Geschwindigkeit vernachlässigt, die Gleichung:

$$L = P \cdot A. \qquad P = Q\,(w_0 \pm s).$$

Nun lässt sich der Auslaufweg A ausdrücken durch die Zeit des Auslaufens und durch die Geschwindigkeit. Er ist:

$$A = \frac{v_1 + v_2}{2}\, t_b,$$

wobei t_b die Zeit des Auslaufens ist. Daraus kann man nun die Gleichung für L umformen in

$$L = \frac{M\, v_m{}^2}{2} = Q\,(w_0 \pm s)\,\frac{(v_1 + v_2)}{2}\, t_b.$$

Setzen wir für $[v_1 + v_2] \cdot \frac{1}{2}$ die mittlere Geschwindigkeit v_m m/Sek. ein, dann erhalten wir

$$\frac{M\, v_m^2}{2} = Q\,(w_0 + s)\, v_m \cdot t_b = P \cdot t_b \cdot v_m,$$

$$\frac{M\, v_m}{2} = P\, t_b \qquad \text{oder} \qquad \frac{M}{P} = \frac{2\, t_b}{v_m}.$$

Man sieht sofort, dass man eine ähnliche Gleichung hat wie vorhin beim Anfahren. Nur ist das Glied 2 noch enthalten. Man wird also graphisch auch ähnlich verfahren. Die Gleichung lässt sich schreiben

$$\frac{\frac{M}{2}}{P} = \frac{t_b}{v_m}.$$

Man trägt $\frac{M}{2}$ wie vorher M im gleichen Massstab ab, aber nicht nach rechts, sondern nach links, da das Auslaufen einer Verzögerung und nicht einer Beschleunigung entspricht.

Alsdann greift man P ab und trägt es auf der neu zu errichtenden Senkrechten $X'V'$ (im Abstande $\frac{M}{2}$ links von der V-Achse) ab. Verbindet man den erhaltenen Punkt mit dem Nullpunkt, so erhält man die Geschwindigkeitslinie für das Auslaufen.

Die Fahrbilder stellt man nun folgendermassen auf. Es sollen der Beginn des Auslaufens, der Bremsanfang so gewählt werden, dass die mittlere Geschwindigkeit einen gegebenen Wert erhält. Daraus resultiert die Bedingung, dass der Inhalt des Fahrbildes ein gegebener sein soll. Dies ist sofort einzusehen, da man ja die Geschwindigkeiten als Funktion der Zeit darstellt. Der Mittelwert ist also die mittlere Geschwindigkeit und die Fläche entspricht, wenn man die Massstäbe entsprechend wählt, der Länge der Linie.

Den Beginn des Auslaufens muss man nun durch Probieren finden, was mit Hilfe eines Planimeters[1]) nach einiger Uebung sehr rasch geht. Die Grösse der Fläche ergibt sich aus folgender Ueberlegung:

Die mittlere Geschwindigkeit sei V_m, die Fahrzeit sei T in Sekunden. Es sei:

$$1 \text{ km/St.} = a \text{ mm},$$
$$1 \text{ St.} = 3600 \cdot b \text{ mm}.$$

[1]) Eventuell durch Millimeterpauspapier.

Dann ist

$$F = V_m \,.\, T \,.\, \left(\frac{1}{3600}\right) \text{km},$$

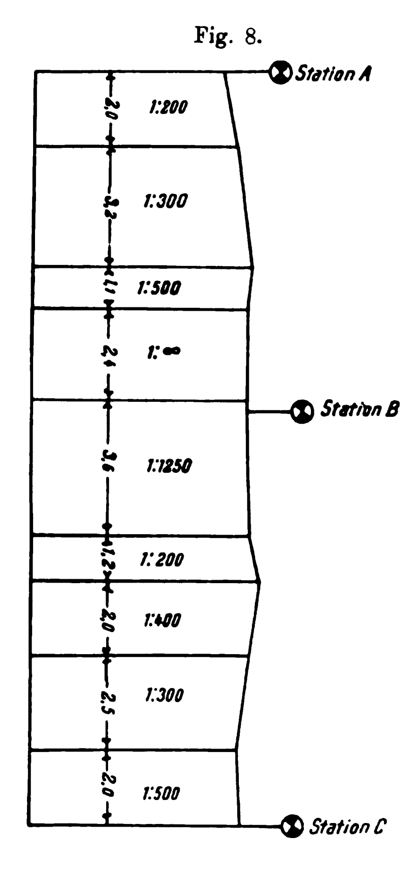
$$1 \text{ km} = a \,.\, b \,.\, 3600 \text{ qmm},$$

also

$$F = a \,.\, b \,.\, V_m \,.\, T \text{ qmm}.$$

Man muss sich nach Wahl des Massstabes für V bezw. T diese Fläche ausrechnen und kann dann das Fahrbild konstruieren.

Fig. 8.



Man ersieht sofort, dass man mit diesem Diagramm bei weitem rascher zum Ziele kommt, wie wenn man rechnerisch verfährt. Man braucht sich nur die Kurven für die Motoren und die Widerstandskurven aufzuzeichnen und kann dann sofort die Fahrbilder, fast ohne Rechnung, mit grosser Genauigkeit konstruieren. In ganz analoger Weise kann man auch den Zugwiderstand durch Kurven berücksichtigen. Man braucht sich nur den Mehrbetrag an Zugkraft, genau wie bei den Steigungen, aufzuzeichnen und erhält neue Kurven parallel der w_0-Kurve.

Dieses Verfahren soll nun in dem folgenden Beispiel Anwendung finden.

Beispiel.

In Fig. 8 ist das Profil einer Strecke von 20 km Länge aufgezeichnet. Diese Strecke besitzt drei Stationen A, B und C. A ist von B 9 km, B von C 11 km entfernt. Die mittlere Geschwindigkeit sei so zu wählen, dass die Fahrzeit nach C von A aus exklusive des Aufenthaltes 20 Minuten beträgt. Die mittlere Geschwindigkeit ergibt sich zu 40 km/St. Als erstes soll die Zuführung von Gleichstrom von 750 Volt Spannung am Motor betrachtet werden. Diesem System soll die Untersuchung eines Einphasenwechselstromsystems mit Serienmotoren bei 750 Volt folgen. Zum

dritten endlich soll eine Drehstromanlage mit 3000 Volt Spannung untersucht werden.

Das Profil der Strecke ist gegeben zu:

2,0 km	1 : 200	s = + 5,0
3,2 „	1 : 300	+ 3,33
1,1 „	1 : 500	— 2,0
2,4 „	1 : ∞	± 0
3,6 „	1 : 1250	+ 0,8
1,2 „	1 : 200	+ 5,0
2,0 „	1 : 400	— 2,5
2,5 „	1 : 300	— 3,33
2,0 „	1 : 500	+ 2,0
L = 20,0 km		

Als Fahrplan ist ein Halbstundenverkehr während 18 Stunden vorgesehen, so dass 36 Züge pro Betriebstag je in einer Richtung laufen. Die Zahl der Fahrten pro Jahr beträgt daher 365 . 2 . 36 = 26 280. Es werden dabei, da die mittlere Last zu 90 t angenommen ist, 26 280 . 20 . 90 = 47 304 000 t/km geleistet.

Der mittlere Zugwiderstand ist nach der früher entwickelten Gleichung $w_0 = 1{,}8 + 0{,}023 \,.\, V + 0{,}00038 \,.\, V^2 \cong 2{,}687$ kg/t. Daraus berechnet sich die maximale Zugkraft, die auf der Steigung 1 : 200 entwickelt werden muss, zu $7{,}687 \,.\, Q \text{ kg} = w_0 + s_{max}$

$$Z_{max} = 690 \text{ kg}.$$

Dieser Zugkraft entspricht bei 40 km/St. eine Leistung in Pferdestärken N:

$$N = (690 \,.\, 40) : (3{,}6 \,.\, 75) \cong 110 \text{ PS}.$$

Gewählt werden pro Triebwagen zwei Motoren für je 750 Volt 70 Ampère und 88% Nutzeffekt normal. Dieser etwas hohe Wert wurde gewählt, um das Auslaufen möglichst ausnützen zu können. Die Kurven des Wirkungsgrades der Motoren, der Zugkraft und der Geschwindigkeit in Abhängigkeit von der aufgenommenen Stromstärke sind in Fig. 9 aufgezeichnet. Dabei ist im Wirkungsgrad der Verlust in der Zahnradübersetzung eingeschlossen.

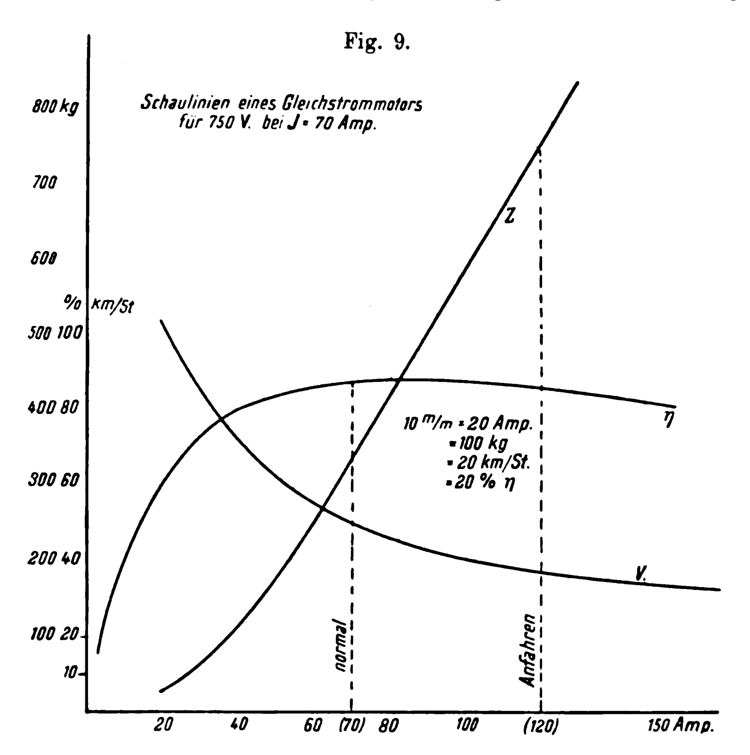
Als Bremsweg bei 40 km/St. kann man ungefähr 200 m annehmen, wenn alle Achsen gebremst sind. In Wirklichkeit berechnet sich der Weg ja für jede Steigung verschieden. Doch kann man, da die Werte sehr wenig voneinander abweichen, den obengenannten Mittelwert einsetzen.



Man kann nun an der Hand dieser Daten die Fahrbilder aufzeichnen, was auf Tafel 1 dargestellt ist.

Auf dieser Tafel ist in Fig. 1 zuerst aufgezeichnet die Kurve der Zugkräfte, abhängig von der Geschwindigkeit, sowohl für einen als auch für zwei Motoren. Ferner sind die Zugkräfte eingezeichnet, die auf den verschiedenen Steigungen benötigt werden, abhängig von

Fig. 9.



der Geschwindigkeit. Zum Schluss ist noch die Ampèrelinie dargestellt, aber nur für zwei Motoren, da ja ein Motor den halben Strom wie zwei braucht.

Gewählt sind folgende Massstäbe:

10 mm = 20 Amp. für zwei Motoren,
10 mm = 10 Amp. für einen Motor,
10 mm = 10 km/St.,
10 mm = 200 kg.

Da die mittlere Geschwindigkeit 40 km/St. sein soll, so beträgt die Fahrzeit für die Fahrt von Station A nach B, da deren Entfernung 9 km ist, (3600 . 9) : 40 = 810 Sek.



Somit ist, wenn für die Fahrbilder der Massstab gegeben ist, die Fläche F der Geschwindigkeitskurve gegeben.

Für die Fig. 2 und 3 sollen folgende Massstäbe gelten:

$$\left.\begin{array}{l} 10\ \text{mm} = 40\ \text{Amp.} \\ 10\ \text{mm} = 66{,}66\ \text{Sek.} \\ 10\ \text{mm} = 10\ \text{km/St.} \end{array}\right\} V_m = 40\ \text{km/St.}$$

Es berechnen sich somit nach der im vorigen Kapitel gegebenen Formel:

$$F = a \,.\, b \,.\, V_m \,.\, T \text{ qmm}$$

die Fläche F zu 4840 qmm für die Fahrt A nach B, 5940 qmm für die Fahrt B nach C.

Wenn man die Fahrbilder nach den Angaben der vorigen Kapitel aufzeichnet, so bekommt man für die Fahrt von A nach B den gezeichneten Verlauf. Bei ε muss man die Motoren ausschalten, dann kommt man durch die im Zuge aufgespeicherte lebendige Kraft in der nötigen Zeit an das Ziel. Wenn man sich den Verlauf der Stromstärken einzeichnet, so bekommt man eine Fläche mit 2840 qmm Inhalt. Da nun 100 qmm 0,74 Amp./St. entsprechen, so bedeutet das bei 750 Volt einen Kilowattverbrauch von 15,78 Kw./St. Für die Fahrt von B nach C, Fig. 2 der Tafel, muss die Fläche unter der Geschwindigkeitslinie einen Flächeninhalt von 5940 qmm aufweisen. Das eingezeichnete Fahrbild besitzt diesen Inhalt und ergibt eine Stromkurve von der Fläche 2190 qmm, was einem Kilowattstundenbedarf von 12,18 Kw./St. entspricht. Zu bemerken ist, dass bei α ein Motor abgeschaltet wird und der Zug bis β mit nur einem Motor läuft, welch letzterer bei β abgeschaltet wird. Von da aus muss eine kurze Strecke gebremst werden.

Für die Fahrt von C nach B ergeben sich 5940 qmm für die Geschwindigkeitsfläche (wie von B nach C) und 1430 qmm für die Ampèrelinie, entsprechend einem Kilowattbedarf von 13,38 Kw./St.

Für die Fahrt von B nach A endlich bleibt die Fläche F dieselbe wie bei der Fahrt von A nach B, die Ampèrefläche erhält dagegen 1925 qmm entsprechend 10,58 Kw./St.

Es ergeben sich also folgende Daten:

Strecke	Verbrauch
A bis B	15,78 Kw./St.
B „ C	12,18 „
C „ B	13,38 „
B „ A	10,58 „
	51,92 Kw./St.

Daraus berechnet sich der mittlere Bedarf für eine Fahrt, einerlei ob Hin- oder Rückfahrt, zu:

$$51{,}92 : 2 = 25{,}96 \text{ Kw./St.}$$

Mit diesem Effekt werden 90 t 20 km weit befördert, also 1800 t/km geleistet.

Es ist somit der Bedarf pro Tonnenkilometer:

$$25{,}96 : 1800 = 0{,}0144 \text{ Kw.St./tkm.}$$

Nun werden jährlich 47304000 t/km geleistet, so dass im Jahre 47304000 . 0,0144 = 681178 Kw./St. nötig werden. Die maximale Kilowattzahl ergibt sich daraus, dass höchstens zwei Züge auf einmal anlaufen können. Dieser Maximalwert ist somit bei 120 Amp. Anfahrstrom pro Motor und 750 Volt Spannung 360 Kw. Da die Betriebszeit pro Tag 18 Stunden, pro Jahr also 6570 Stunden ist, so muss die Zentrale folgendermassen gebaut sein: sie muss ausschliesslich aller Verluste im Mittel 104 Kw., maximal 360 Kw. leisten können.

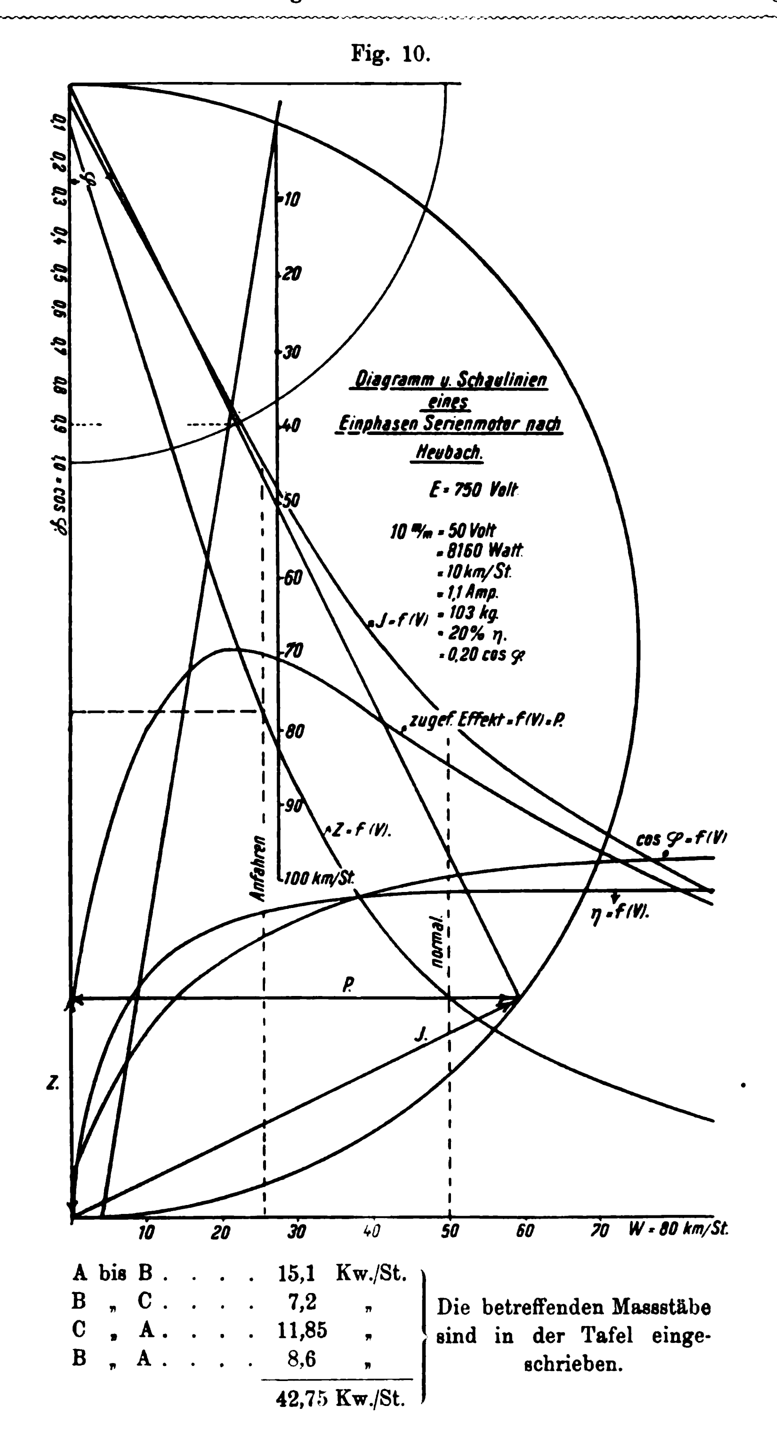
An zweiter Stelle soll untersucht werden, wie die Verhältnisse sich verändern, wenn Wechselstromserienmotoren als Antrieb gewählt werden. Es sollen Motoren für 750 Volt Spannung eingebaut werden, die bei normaler Last einen cos φ gleich 0,9 haben. Das Diagramm und die Kurven für diese Motoren ist in Fig. 10 aufgezeichnet. Die betreffenden Massstäbe sind in der Figur eingetragen. Der Motor soll maximal etwa dieselbe Zugkraft geben, wie beim Gleichstrombetrieb, was 67,7 kg/t entspricht. Wie bei Gleichstrom wird hier zuerst mit zwei hintereinander geschalteten Motoren auf die halbe Geschwindigkeit beschleunigt; dann werden die beiden Motoren parallel geschaltet, um das Anfahren zu beenden. Beim Gleichstrombetrieb benötigen die hintereinander geschalteten Motoren den halben Effekt wie die parallel geschalteten. Dies ist bei den Wechselstrommotoren nicht ganz der Fall. Der Effekt ist vielmehr etwas grösser.

Den eintretenden Mehrbedarf kann man ermitteln, wenn man das Diagramm des Motors für die halbe Spannung aufzeichnet. Dies soll hier jedoch nicht näher erläutert werden. Es sei auf Bd. IV, Heft 1 dieser Sammlung verwiesen.

Es wurden genau wie vorher die Fahrbilder (Tafel 2) aufgezeichnet und der Effektbedarf ermittelt. Bei diesen Fahrbildern ist jedoch nicht der Stromverbrauch, sondern der Effektverbrauch eingetragen. Derselbe ergibt folgende Daten:



Fig. 10.



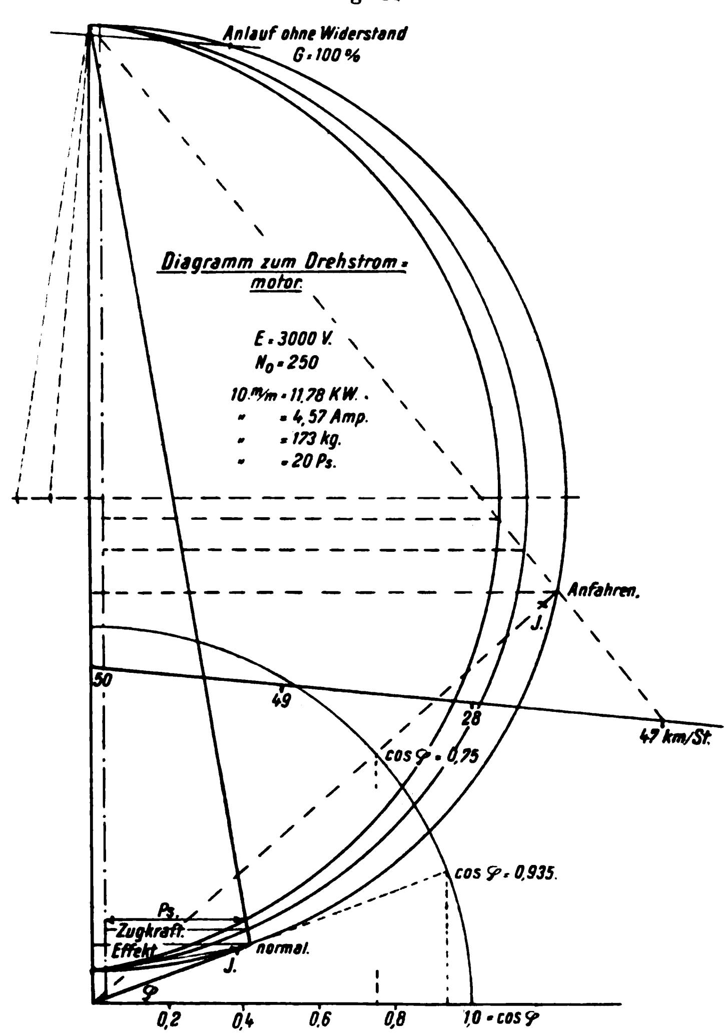
A bis B	15,1	Kw./St.
B „ C	7,2	„
C „ A	11,85	„
B „ A	8,6	„
	42,75	Kw./St.

Die betreffenden Massstäbe sind in der Tafel eingeschrieben.

Daraus berechnet sich wiederum der mittlere Bedarf für eine Fahrt von A nach C zu

$$42{,}75 : 2 = 21{,}38 \text{ Kw. St.}$$

Fig. 11.



oder da damit 1800 t/km geleistet werden:

$$21{,}38 : 1800 = 0{,}01185 \text{ Kw.St./tkm.}$$

Die Leistung der Zentrale exklusive der Verluste muss im Mittel, da

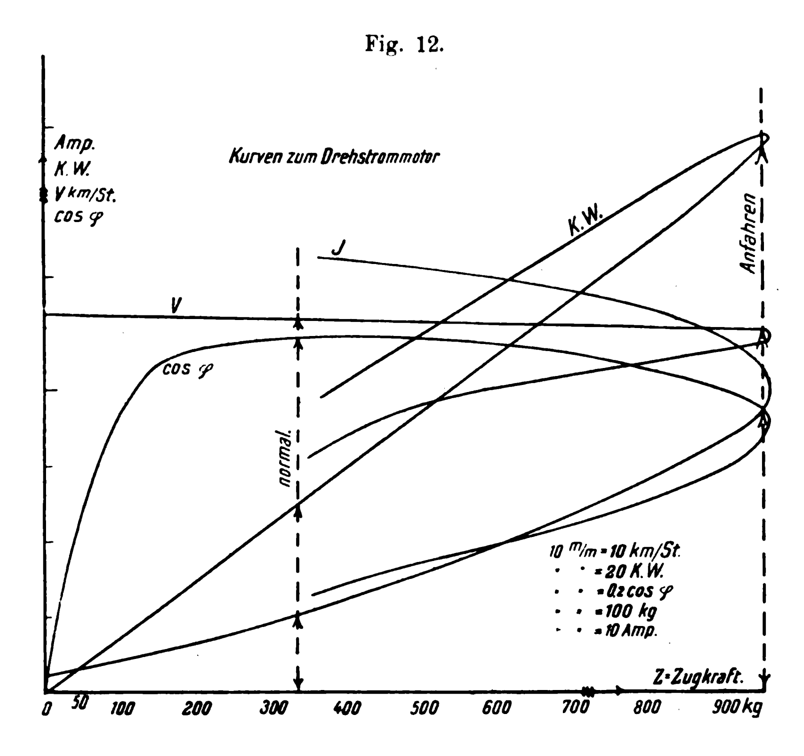
6570 Stunden gefahren wird und da insgesamt 47304000 t/km geleistet werden, sein:

$$47304000 \,.\, 0{,}0119 : 6250 = 90 \text{ Kw.}$$

Der maximale Effekt, der abgegeben werden muss, beträgt, da höchstens zweimal zugleich angefahren werden kann, 260 Kw.

Als drittes Beispiel sollen nun die Werte derselben Anlage für Drehstrom von 3000 Volt Spannung zwischen zwei Leitern gegeben

Fig. 12.



werden. In Fig. 11 ist das Heyland'sche Diagramm des verwandten Drehstrommotors gegeben. Er ist direkt auf der Achse angeordnet und macht 250 Umdrehungen pro Minute (Leerlauf). Seine Kurven sind auf Fig. 12 abhängig von der Zugkraft eingezeichnet.

Auf Tafel 3 sind die Fahrbilder analog wie bei den beiden anderen Beispielen aufgezeichnet. Die betreffenden Massstäbe sind dort eingetragen. Auch hier sind nicht die Ampèrelinien in die Fahrbilder eingezeichnet, sondern der Kilowattverbrauch ist dargestellt. Es ergeben sich folgende Zahlenwerte:

A bis B	12,90	Kw./St.
B „ C	11,20	„
C „ B	11,20	„
B „ A	11,55	„
	46,89	Kw./St.

Dieser Wert ergibt für eine Fahrt im Mittel einen Verbrauch von 23,495 Kw./St. oder 0,0135 Kw.St./tkm.

Die mittlere Maschinenleistung der Zentrale betrüge 97 Kw., während maximal etwa 300 Kw. abgegeben werden müssen.

Stellt man die Werte der drei Systeme einander gegenüber, so folgen sie in nachstehender Weise aufeinander. Zuerst käme Wechselstrom mit 0,01185 Kw.St./tkm, dann Drehstrom mit 0,0135 und endlich Gleichstrom mit 0,0144. Man würde also ohne weiteres zum Wechselstrombetrieb greifen, besonders weil man bei diesem die Möglichkeit hat, in der Zentrale sehr hohe Spannung zu erzeugen, was beim Gleichstrom nicht der Fall ist. Zu Ungunsten des Drehstroms spricht, dass man drei Leitungen braucht, während bei Wechselstrom nur zwei von nöten sind [1]), wenn man von der Rückleitung durch die Erde absieht. Weiter soll hier über die Zweckmässigkeit der verschiedenen Systeme nicht gesprochen werden, weil dies einerseits nicht zum gestellten Thema gehört, andererseits weil dies von berufenerer Seite schon eingehend geschehen ist (Kübler, Der Drehstrommotor als Eisenbahnmotor, E. T. Z. 1903 etc.).

Anhang.

Ausser der bereits geschilderten Verwendung der Fahrbilder kann man dieselben auch gut dazu benutzen, die Leitungsverluste darzustellen, und zwar wollen wir dies hier direkt an der Hand eines Beispiels betrachten. Es sei eine Strecke von der Länge L km gegeben, die an dem einen Ende gespeist werde (Fig. 13). Dieses Ende sei l km von der Zentrale entfernt.

Der Widerstand der Schienen sei mit w_s Ohm km gegeben. Als Oberleitung seien z Drähte von 55 qmm Querschnitt gespannt. Dann ist der Widerstand pro Kilometer gleich:

$$w_0 = \frac{1000}{K \cdot zq} = \frac{1000}{55 \cdot 55 \cdot z} = \frac{0{,}33}{z} \text{ Ohm/km.}$$

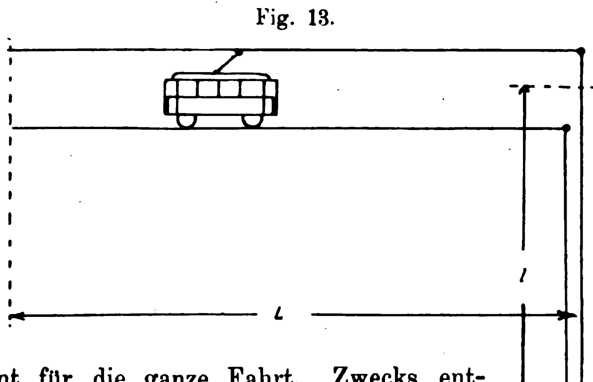
[1]) Die Kupferkosten bei Wechselstrom werden nicht kleiner, sondern eher etwas grösser; jedoch sind die Isolations- und Montagekosten dem Drehstrom gegenüber kleiner.



Der Querschnitt der Speiseleitung sei Q, deren Widerstand also

$$w = \frac{1 . 1000}{K . Q} = \frac{18,2 . 1}{Q} \text{ Ohm.}$$

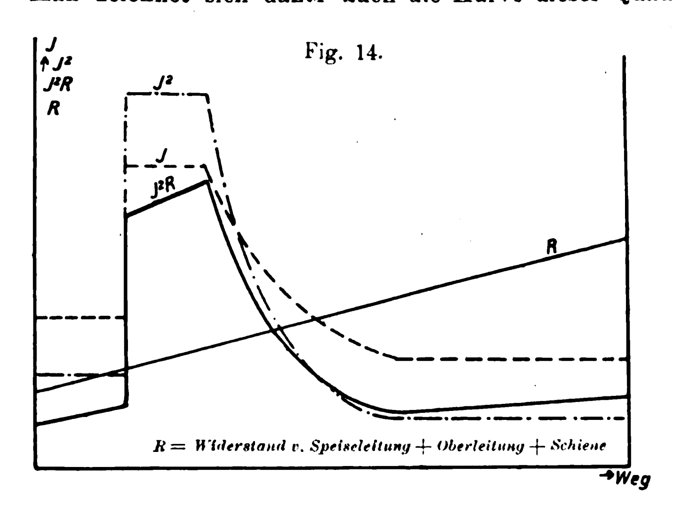
Fig. 13.



Der Widerstand der Oberleitung und der Schienen ist nun je nach der Stelle, wo sich die Wagen befinden, ein anderer. Er nimmt vom Anfang an geradlinig zu. Der Widerstand der Speiseleitung hingegen ist konstant für die ganze Fahrt. Zwecks entsprechender Verwendung rechnet man sich die früher abhängig von der Zeit aufgezeichneten Fahrbilder auf den Weg um, und zeichnet sich in entsprechendem Massstab die Stromstärke I abhängig vom Wege auf (Fig. 14).

In dieser Figur sind auch die Widerstände eingezeichnet. Die Verluste, die auftreten, sind proportional dem Quadrate der Stromstärke. Man zeichnet sich daher auch die Kurve dieser Quadrate ab-

Fig. 14.



hängig von dem Weg auf und multipliziert deren Ordinate mit den jeweiligen Ordinaten der Widerstandslinie. Diese so erhaltene Linie der $(I^2 . w)$ trägt man dann wieder über in das Diagramm, das die Verhält-

nisse von der Zeit abhängig darstellt. Ist dies geschehen, bildet man den Mittelwert der Kurve und erhält so den Leitungsverlust pro Fahrt in Wattsekunden bezw. Kilowattstunden. Man kann also auf diese Weise den Jahreswirkungsgrad der Zentrale bestimmen. Derselbe berechnet sich folgendermassen. Ist P der Effekt in Kilowattstunden, der während des Jahres von den Motoren konsumiert wird, und ist p der Effekt, der während des Jahres in der Leitung verloren geht, dann ist der Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{P}{P + p} \cdot 100 \cdot \eta_m \,\%,$$

wobei η_m der Wirkungsgrad der Motoren ist.

Bis jetzt war für die Leitungsverluste der Fall betrachtet worden, dass die Leitung von einer Seite ihren Strom erhält, von der anderen Seite aber offen war.

Für den Fall zweier Speisepunkte lässt sich der Effektverlust sehr schwer graphisch darstellen. Man geht hierbei am besten rechnerisch vor. Wir nehmen an, die Entfernung zwischen zwei Speisepunkten betrage 1 km.

Der Einfachheit halber sei angenommen, dass zwischen zwei Speisepunkten stets sich nur ein Zug befinde. Wenn dies nicht der Fall ist, lässt sich das Resultat leicht umrechnen.

Wie bereits gesagt, ist der Verlust proportional dem Quadrate der jeweiligen Stromstärke und dem Widerstand in der ersten Potenz. Die Stromstärke selbst ist nun nicht konstant, sondern sie schwankt ganz beträchtlich. Der mittlere Effekt ist also proportional dem Mittelwert aller Quadrate der Ströme.

Man kann sich aus den Fahrbildern die Stromschwankungen zwischen zwei Speisepunkten konstruieren. Die so erhaltene Kurve der Ströme quadriert man und bildet den Mittelwert. Die Wurzel aus diesem Mittelwert sei mit J bezeichnet, und sie heisst der effektive Leitungsstrom.

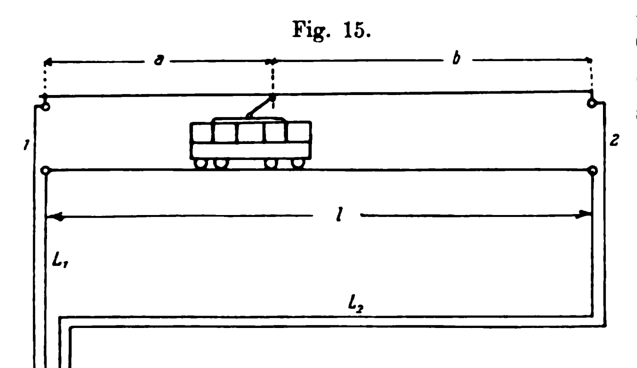
Der eingeschaltete Widerstand ist nun auch je nach der Stellung des Wagens vom Ausgangspunkt verschieden. Er setzt sich zusammen aus dem Schienenwiderstand, aus dem Widerstand der Zuleitungen und aus dem der Oberleitung. Es sei bezeichnet mit

$L_1\, L_2$ die Länge der Speiseleitungen,
$Q_1\, Q_2$ die Querschnitte derselben,
l Abstand der Speisepunkte,
q Querschnitt eines Oberleitungsdrahtes,

z Anzahl der Drähte für eine Leitung,
w_0 Widerstand der Oberleitung pro Kilometer,
w_s Widerstand der Schienen pro Kilometer,
$W_1\, W_2$ Widerstand der Speiseleitungen.

Nehmen wir nun nach Fig. 15 an, ein Wagen befinde sich in der Entfernung a vom Speisepunkt 1 und in der Entfernung b vom Speisepunkt 2, dann wird ihm von 1 ein Strom J′ und von 2 ein Strom J″ zufliessen. Diese Ströme verhalten sich umgekehrt wie die Längen. Ist J der Gesamtstrom, der dem Wagen zufliesst, so wird sein:

Fig. 15.



$$\frac{J'}{J''} = \frac{W'}{W''},$$

$$J' = J\left(\frac{W''}{W}\right),$$

$$J'' = J\left(\frac{W'}{W}\right).$$

Hierbei ist der Widerstand W′ gleich der Summe des Speiseleitungswiderstands W_1 und des Widerstands der Strecke a, während W″ analog für W_2 und für b gilt. Bezeichnen wir mit W den gesamten Widerstand des eingeschalteten Stromkreises, welcher also sein wird:

$$W = W_1 + W_2 + l\,(w_0 + w_s).$$

Es ist dann der Verlust gleich:

$$J'^2\, W' + J''^2\, W''.$$

Setzt man dann die Werte für J′ und J″ ein und bildet durch Integrieren den Mittelwert über eine Periode, das heisst über die Zeit, während welcher der Wagen von einem zum anderen Speisepunkt fährt, so erhält man den mittleren, in der Leitung verlorenen Effekt.

Um die Integration ausführen zu können, muss man die Widerstände abhängig von der Zeit darstellen. Dies kann man auf folgende Weise.

W_1 und W_2, die Widerstände der Speiseleitungen, sind konstant. Fährt der Wagen z. B. von 1 aus, so nimmt w_a zu und w_b nimmt ab. Als Grundlage muss man freilich für die Rechnung annehmen, der

Zug fahre mit konstanter, d. h. für uns mit mittlerer Geschwindigkeit durch die Strecke. Diese mittlere Geschwindigkeit sei V_m. Dann ist:

$$w_a = (w_0 + w_s)\,\alpha\,.\,t,$$
$$w_b = (w_0 + w_s)\,(1 - \alpha\,t),$$

wobei α die Strecke ist, die während einer Sekunde zurückgelegt wird.

Es sei T die Fahrzeit von Speisepunkt 1 nach 2, dann ist:

$$\alpha = \frac{1}{T}.$$

Wie gesagt, müssen wir bilden:

$$J'^2 W' + J''^2 W''.$$

Hierin die Werte für J' und J'' eingesetzt, erhält man:

$$J^2 \frac{W''^2 W'}{W^2} + J^2 \frac{W'^2 W''}{W^2} \quad \begin{cases} W' = W_1 + w_a \\ W'' = W_1 + w_b \end{cases}$$

oder ausmultipliziert:

$$\frac{J^2}{W^2}\left[(w_2 + w_b)^2 w_a + (w_1 + w_a)^2 w_b\right]$$

$$= w_a W_2^2 + 2 W_2 w_b w_a + w_a w_b^2 + W_1^2 w_b + 2 W_1 w_a w_b + w_a^2 w_b.$$

Man muss nun in diese Formel w_a und w_b abhängig von der Zeit nach den eben gegebenen Gleichungen einsetzen und erhält schliesslich:

$$\frac{J^2}{W^2}\int\limits_0^T \Big[W_2^2 (w_0 + w_s)\,\alpha t + 2 W_2 (w_0 + w_s)^2 (\alpha t - \alpha^2 t^2)$$
$$+ (w_0 + w_s)^3 \alpha t (1 + \alpha^2 t^2 - 2 \alpha t)\Big]\,dt$$
$$+ \Big[W_1^2 (w_0 + w_s)(1 - \alpha t) + 2 W_1 (w_0 + w_s)^2 (\alpha t - \alpha^2 t^2)$$
$$+ (w_0 + w_s)^3 (\alpha^2 t^2 - \alpha^3 t^3)\Big]\,dt.$$

Setzt man nun der Einfachheit halber $(w_0 + w_s) = w_e$ und fasst man dann die einzelnen Glieder zusammen, so erhält man folgendes Integral:

$$A_m = \frac{1\,.\,J^2}{T\,w^2}\int\limits_0^T \Big[w_e W_1^2 - w_e (W_1^2 - W_2^2)\,\alpha t + w_e^2 (W_1 + W_2)$$
$$2(\alpha t - \alpha^2 t^2) + w_e^3 (\alpha t - \alpha^2 t^2)\Big]\,dt.$$

Dieses Integral gibt uns die verlorenen Watt an. Will man jedoch auch hier Kilowattstunden haben, so muss man mit T multiplizieren

und mit 1000 . 3600 dividieren. Man erhält zum Schluss folgende Gleichung, wenn man noch $\alpha = \frac{1}{T}$ einsetzt,

$$P = \frac{J^2}{w}\left[- w_e W_1^2 + w_e (W_1^2 - W_2^2)\frac{1}{2} - w_e^2 (W_1 + W_2)\left(1 - \frac{2 l^2}{3}\right) - w_e^3\left(\frac{1}{2} - \frac{l^2}{3}\right)\right] \text{ Wattsekunden.}$$

Die Werte für den Widerstand der Schienenleitung findet man im Kalender für Elektrotechniker 1902, S. 253. Die Werte für w_0, W_1 und W_2 berechnen sich wie folgt (alle Grössen in Kilometern, Sekunden und Quadratmillimetern):

$$\left.\begin{aligned} w_0 &= 18{,}2\,\frac{1}{z\,.\,q} \\ W_1 &= 36{,}4\,\frac{L_1}{Q_1} \\ W_2 &= 36{,}4\,\frac{L_1}{Q_2} \end{aligned}\right\}\ \text{Ohm.}$$

Für den praktischen Fall berechnet man sich für jedes Intervall zuerst den effektiven Leitungsstrom und die anderen Werte, die periodisch für jedes Intervall gelten. Die so erhaltenen Werte stellt man am besten in einer Tabelle zusammen. Mit einiger Uebung kann man dann die scheinbar sehr komplizierten Rechnungen rasch erledigen.

Es sei z. B.:

$l = 3$ km	$L = 10$ km	$L = 13{,}2$ km
$z = 2$	$q = 55$ qmm	$Q_1 = 500$ qmm
$Q_2 = 750$ qmm	$T = 180$ Sek.	$J = 100$ Amp.

Dann berechnet sich:

$w_s = 0{,}1\ \Omega$	$w_0 = \frac{18{,}2}{2{,}55} = 0{,}17\ \Omega$	
$w_e = 0{,}27$	$W_1 = 36{,}4\ \frac{10}{500} = 0{,}73\ \Omega$	$W_1^2 = 0{,}532$
$w_e^2 = 0{,}073$	$W_2 = 36{,}4\ \frac{13{,}2}{750} = 0{,}69\ \Omega$	$W_2^2 = 0{,}457$
$w_e^3 = 0{,}02$	$(W_1 + W_2) = 1{,}32$	$(W_1^2 - W_2^2) = 0{,}057$
$W = (0{,}1 + 0{,}17) + 3 + 1{,}32 = 2{,}13$		$W^2 = 4{,}5$

Aus dieser Fahrt berechnet sich dann der Verlust in der Leitung für die Fahrt von 1 nach 2 zu 445 Wattsekunden.

Falls man für die Fahrt von 2 nach Speisepunkt 1 rechnen will, muss man den entsprechenden Effektivstrom einsetzen, und muss die Werte W_1 und W_2 vertauschen.

Die einzige Vernachlässigung, die man macht, ist die, dass man mit der mittleren Geschwindigkeit rechnet, während die wirkliche Geschwindigkeit in weiten Grenzen schwankt. Eine mathematische Behandlung mit der wirklichen Geschwindigkeit ist unmöglich, weil ja die Geschwindigkeit keiner bestimmten Funktion der Zeit unterliegt, sondern vom Terrain abhängig ist.

Ueber magnetische Wirkungen der Kurzschlussströme in Gleichstromankern.

Von

Dr.-Ing. **Robert Pohl**, Bradford.

Mit 38 Abbildungen.

Einleitung.

Als Kurzschlussströme sind in Gleichstromankern alle Ströme zu verstehen, die in den durch die Bürsten kurzgeschlossenen Spulen fliessen.

Ist i_a der Ankerstrom pro Zweig, so ändert sich dieser in einer zum Kurzschluss kommenden Spule kontinuierlich nach einem Gesetze so, dass die Spule am Ende des Kurzschlusses wieder von dem gleichen Strom i_a, jedoch jetzt in entgegengesetzter Richtung durchflossen wird. Da die Form, in der diese Stromänderung vor sich geht, die einzige Ursache der an den einzelnen Stellen der Bürste und zu den einzelnen Phasen der Kommutierung verschiedenen Stromdichte und daher der eventuellen Funkenbildung ist, so hat sich eine grosse Litteratur damit beschäftigt, die Vorgänge während der Kommutierung zu untersuchen und sodann speziell die Form des Kurzschlussstromes rechnerisch und experimentell zu bestimmen. Ausser den älteren Untersuchungen von Clausius. Joubert, Ayrton und Perry, J. und E. Hopkinson und Swinburne seien die Arbeiten von Fischer Hinnen[1]), Thorburn Reid[2]), Girauld[3]), Arnold und Mie[4]), Arnold[5]), Parshall und Hobart[6]), Everett und Peake[7]), Allen[8]), Thomas,

[1]) E.T.Z. 1896, S. 612. E.T.Z. 1898, S. 850, 867. Elektrische Gleichstrommaschinen 1897, 1899.

[2]) The Electrician 1898, S. 515.

[3]) Bull. de la Soc. Int. des Electr. 1898, XV, S. 183. Ecl. électr. XV, S. 339.

[4]) E.T.Z. 1899, S. 97, 136, 150.

[5]) Ankerwicklungen 1899. Gleichstrommaschine I, 1902; II. 1903.

[6]) Electric Generators. Engineering LXVI.

[7]) Electrician London XL, 1898, S. 861.

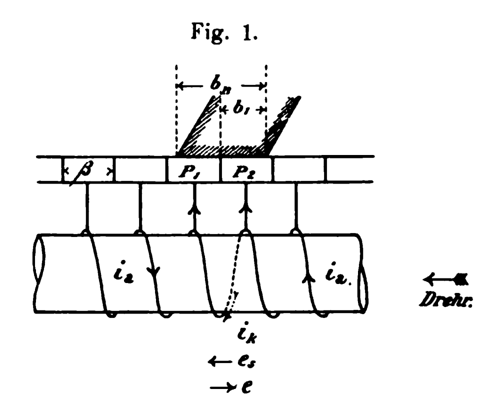
[8]) Journ. of the Inst. of El. Eng. 1898, S. 209.

Housman, Sayers[1]), E. Dick[2]), Isler[3]), Kapp[4]), Hawkins[5]), Pichelmayer[6]), Punga[7]), Rothert[8]), Niethammer[9]), Prenzlin[10]), Railing[11]), Boy de la Tour[12]), Iliovici[13]) genannt.

Soweit die Ergebnisse zunächst der theoretischen Arbeiten für die vorliegende Untersuchung von Bedeutung sind, sollen sie hier kurz dargestellt werden:

Betrachten wir der Einfachheit halber einen gewöhnlichen Ringanker, wie er in Fig. 1 schematisch dargestellt sein möge. Wir machen

Fig. 1.



zunächst die Voraussetzung, dass in der kurzgeschlossenen Spule keinerlei Induktion vorhanden und ihr Widerstand gegenüber dem Uebergangswiderstand der Bürste zu vernachlässigen sei. Dann ist das Potential der von der Bürste berührten Lamellen das gleiche:

$$P_1 = P_2 \quad \ldots \ldots \ldots \quad (1)$$

und daher die Stromdichte unter der ganzen Fläche der Bürste kon-

---

[1]) Electrician London XL, 1898, S. 520, 557, 598, 626, 666, 697. 730.
[2]) E.T.Z. 1898, S. 802.
[3]) E.T.Z. 1899, S. 714, 732.
[4]) E.T.Z. 1899, S. 32.
[5]) Electrician London 1900.
[6]) E.T.Z. 1901, S. 967; 1902, S. 623; 1903, S. 1081.
[7]) E.T.Z. 1901, S. 1035. Ztsch. f. El. Wien 1902, S. 366.
[8]) E.T.Z. 1902, S. 309, 865, 884.
[9]) E.T.Z. 1902, S. 437.
[10]) E.T.Z. 1902, S. 933, 958.
[11]) Kommutierungsvorgänge. Stuttgart 1903.
[12]) Ind. électr. 1902, S. 79, 107.
[13]) Eclairage électr. XXXVI, 1903, S. 113, 277.

stant; sie heisse s, ferner die Bürstenfläche gleich Breite $\times$ Länge $= b_B \times l_B$. Dann ist

$$s = \frac{2\, i_a}{b_B \,.\, l_B} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \qquad (2)$$

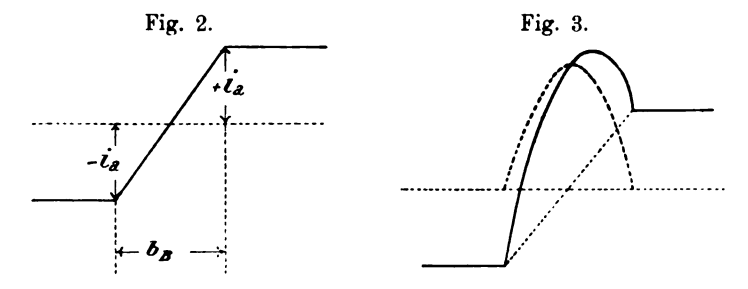
Ist nun b_1 der Teil der Bürstenbreite rechts vom Lamellenschnitt der betrachteten Spule (s. Fig. 1), so folgt aus dem Kirchhoffschen Gesetz der Stromverzweigung für den Kurzschlussstrom i_k:

$$i_k = i_a - s\, b_1\, l_B. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \qquad (3)$$

Führt man jetzt für s den obigen Wert ein, so wird

$$i_k = i_a \left(1 - 2\, \frac{b_1}{b_B}\right). \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \qquad (4)$$

Diese Gleichung besagt, dass der Kurzschlussstrom i_k sich während der Dauer der Kommutierung geradlinig von seinem Anfangs-



wert $+ i_a$ (für $b_1 = 0$) zu seinem Endwert $- i_a$ (für $b_1 = b_B$) ändert, entsprechend Fig. 2. Wir wollen diesen Strom, dessen Charakteristikum die konstante Stromdichte untér den Bürsten ist, als den „geradlinigen Kurzschlussstrom" bezeichnen.

In Wirklichkeit weicht der Stromverlauf während der Kurzschlusszeit von dieser geraden Linie stets ab, da die oben gemachten Voraussetzungen nicht erfüllt sind. Nehmen wir einen beliebigen Stromverlauf, etwa nach Fig. 3, an, so können wir uns denselben durch die Uebereinanderlagerung zweier verschiedener Ströme hervorgebracht denken, von denen der eine der geradlinige Kurzschlussstrom ist, während der andere (in Fig. 3 gestrichelt) „zusätzlicher Kurzschlussstrom" genannt wird.

Zur Feststellung der Bedingung, unter der ein zusätzlicher Kurzschlussstrom nicht entstehen kann, betrachten wir den einfachsten Fall, nämlich

Bürstenbreite $b_B <$ Lamellenbreite β.

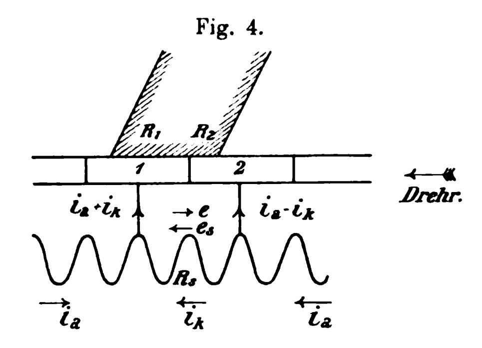
Es sei e_s die durch Selbstinduktion, e die durch das äussere Feld in der kurzgeschlossenen Spule induzierte E.M.K., ferner R_s der Spulenwiderstand, R_1 und R_2 die Bürstenübergangswiderstände an den Lamellen 1 bezw. 2 (s. Fig. 4). Die Zuleitungswiderstände zum Kommutator seien zu vernachlässigen.

Für den Kurzschlusskreis gilt jetzt

$$e_s - e - i_k R_s - (i_a + i_k) R_1 + (i_a - i_k) R_2 = 0. \quad . \quad . \quad (5)$$

Ist nun kein zusätzlicher Kurzschlussstrom vorhanden, so haben wir konstante Stromdichte, also auch konstante Potentialdifferenz[1]) zwi-

Fig. 4.



schen den Lamellen und der Bürste. Die beiden letzten Glieder der Gleichung (5) heben sich daher gegenseitig auf, und wir bekommen

$$e = e_s - i_k R_s. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

Hierin ist

$$i_k = i_a \left(1 - 2 \frac{b_1}{b_B}\right) = i_a \left(1 - 2 \frac{t}{T}\right),$$

wobei t (entsprechend b_1) die im betrachteten Moment seit Beginn des Kurzschlusses verflossene Zeit, T (entsprechend b_B) die ganze Dauer des Kurzschlusses bedeutet.

Diese für $b_B < \beta$ und Ringwicklung abgeleitete Bedingung geradlinigen Kommutierungsverlaufes lässt sich auch allgemeingültig und für jede beliebige Bürstenbreite beweisen, nur tritt bei Ringwicklung für $b_B > \beta$ und bei Trommelwicklung stets zu e_s noch die E.M.K. der gegenseitigen Induktion e_m hinzu, hervorgerufen durch die Stromänderung in den benachbarten, gleichzeitig in Kommutation befindlichen Spulen.

[1]) Gleichmässigkeit des Uebergangswiderstandes über die ganze Bürstenfläche ist hierbei vorausgesetzt.



Allgemeingültig wird somit die Entstehung eines zusätzlichen Kurzschlussstromes verhindert, wenn vom äusseren Felde in die kurzgeschlossene Spule eine E.M.K.

$$e = e_s + e_m - i_k R_s \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

induziert wird. Setzen wir nun noch

$$e_s = L_s \frac{d\, i_k}{d\, t} = L_s \, . \, \frac{2\, i_a}{T} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

und

$$e_m = \Sigma M \, . \, \frac{d\, i_k}{d\, t} = \Sigma M \, \frac{2\, i_a}{T}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

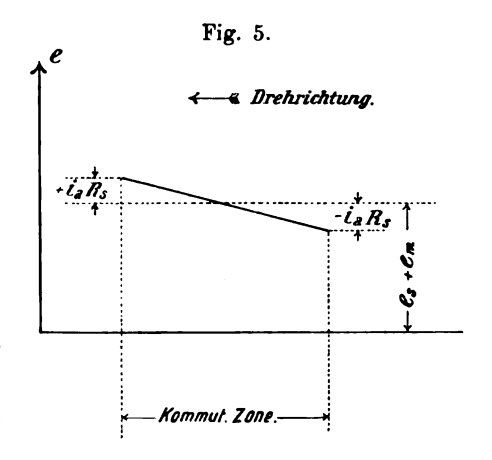
worin L_s den Koeffizienten der Selbstinduktion der betrachteten Spule, ΣM die Summe der Koeffizienten der gegenseitigen Induktion bezeichnet, so kann man Gleichung (7) auch in der Form

$$e = (L_s + \Sigma M) \frac{2\, i_a}{T} - i_a R_s \left(1 - 2 \frac{t}{T}\right) \quad . \quad . \quad . \quad (10)$$

schreiben.

Der zur Erzeugung dieser E.M.K. erforderliche Verlauf des Feldes in der Kommutierungszone ist ein geradliniger und in der Drehrichtung etwas ansteigender, entsprechend etwa Fig. 5, und zwar sowohl bei Dynamos wie bei Motoren, derart, dass e von dem Anfangswert $e_s + e_m - i_a R_s$ zu dem Endwert $e_s + e_m + i_a R_s$ geradlinig anwächst.

Fig. 5.



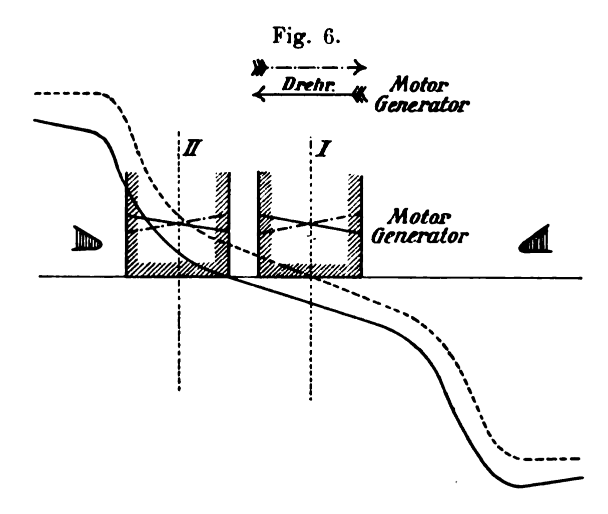
Ein solcher Feldverlauf ist jedoch bei Maschinen gewöhnlicher Bauart nicht zu erreichen[1]), da das Feld hier stets nach einer gekrümmten Kurve und zwar im allgemeinen steiler, als es Gleichung (10) entspricht, ansteigt. Infolge der hierdurch hervorgerufenen Abweichung der in den kurzgeschlossenen Spulen induzierten E.M.K. von dem Werte der Gleichung (10) werden daher stets zusätzliche Kurzschlussströme fliessen müssen.

[1]) Eine richtig berechnete Form von Kommutierungsmagneten (Hilfspolen) bewirkt eine künstliche Induzierung einer E.M.K. nach Gleichung (10) und damit geradlinige Kommutierung.

Für die vorliegende Untersuchung ist es nun von grösster Bedeutung, die ungefähre Form und die Richtung derselben zu kennen. Wir wollen uns daher hierüber Klarheit verschaffen und zwar bei der Dynamo und beim Motor, einmal mit neutraler und sodann mit entsprechend verschobener Bürstenstellung. Als neutrale Bürstenstellung ist hierbei die in der geometrischen Mitte der neutralen Zone verstanden, wie sie bei Trambahn-, Kran- und Fördermotoren, bei Kleinmotoren mit fester Bürstenbrille, zuweilen auch bei Dynamos besonderer Verwendungszwecke erforderlich ist.

Die folgende Kurve (Fig. 6) stellt den Verlauf des Feldes in der neutralen Zone dar und zwar die ausgezogene den für Belastung, die

Fig. 6.



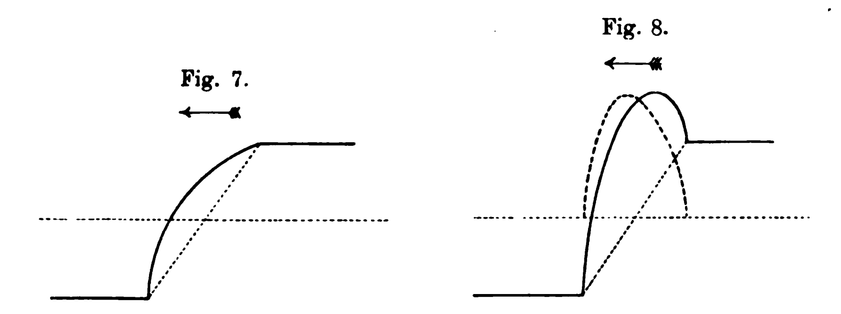
gestrichelte den für Leerlauf der Maschine. Die Kommutierungszone, die bei Maschinen, deren Ankerzweigzahl gleich der Polzahl ist, der auf den Ankerumfang projizierten Bürstenbreite entspricht, ist durch senkrechte Linien gekennzeichnet, zwischen denen der für geradlinige Kommutierung (entsprechend Fig. 5) erforderliche Feldverlauf eingetragen ist.

1. Generator mit neutraler Stellung der Bürsten.

(Fig. 6, Stellung I.)

Infolge der durch die Querwindungen hervorgerufenen Feldverzerrung stehen die Bürsten „im schädlichen Felde". Das von diesem induzierte e wirkt e_s nicht entgegen, sondern mit diesem im gleichen Sinne. Da e_s nun stets einer Stromänderung entgegenwirkt und daher

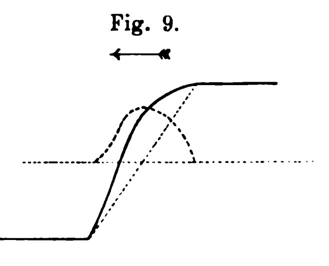
stets für sich allein eine „verzögerte Kommutierung", entsprechend etwa Fig. 7, hervorrufen würde, so werden wir jetzt eine besonders starke Verzögerung haben, und zwar wird unter dem Einfluss des schädlichen Feldes sogar im Beginn der Kommutierung in der kurz-



geschlossenen Spule ein Ansteigen des Stromes anstatt eines Abfallens stattfinden. Wir bekommen so ein Bild entsprechend Fig. 8, aus dem ersichtlich ist, dass ein starker zusätzlicher Kurzschlussstrom (gestrichelt) in der Richtung des die Spule vorher durchfliessenden Stromes vorhanden ist.

2. Generator mit vorgeschobener Stellung der Bürsten. (Fig. 6, Stellung II.)

Bei verzögerter Kommutierung tritt eine Vermehrung der Stromdichte in der vorderen Bürstenspitze ein, die, wenn sie zu gross wird, eine Funkenbildung an derselben zur Folge hat. Zu ihrer Vermeidung müssen die Bürsten in das nützliche Feld so weit vorgeschoben werden, bis die Stromdichte an der vorderen Bürstenspitze wieder einen zulässigen Wert annimmt. Dies wird etwa in Stellung II, Fig. 6 erreicht sein. Ueber den grössten Teil der Kommutierungszone hin ist auch jetzt noch das Feld zu schwach, wir werden daher immer noch eine verzögerte Kommutierung, etwa nach Fig. 9, vor uns



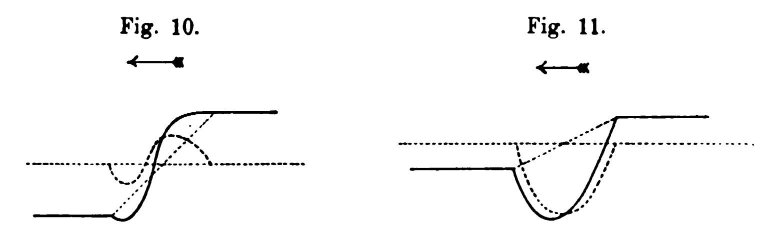
haben. Obgleich das Feld gegen Ende der Kommutierung stärker ist als das Normalfeld, wie aus Fig. 6 ersichtlich, wird diese doch auch gegen Ende eine verzögerte bleiben, weil infolge der anfänglichen Verzögerung das $\frac{d\,i_k}{d\,t}$ im zweiten Teil der Kommutierung grösser werden

muss, als der den früheren Gleichungen zu Grunde liegende Wert $\frac{d i_k}{d t} = \frac{2 i_a}{T}$.

Je nach dem Verlauf des Feldes, seiner absoluten Stärke an der Polspitze, sowie auch dem Einfluss der gegenseitigen Induktion, der bei nicht gerader Kommutierung komplizierter wird und nicht mehr einfach mit der Selbstinduktion zusammengefasst werden kann, wird die Kurzschlussstromkurve auch bei vorgeschobenen Bürsten noch einen dem Charakter der Fig. 8 ähnlichen Verlauf nehmen.

Allgemein haben wir beim Generator mit Volllast verzögerte Kommutierung [1]); wird jedoch in Stellung II die Belastung verringert, so sinken e_s und e_m, während e mit dem äusseren Felde ansteigt. So ergibt sich zunächst eine im Anfang verzögerte, gegen Ende jedoch

Fig. 10. Fig. 11.



beschleunigte Kommutierung, entsprechend Fig. 10, die bei noch weiterer Entlastung in eine vollständig beschleunigte übergehen muss, entsprechend Fig. 11. Ein Verlauf entsprechend Fig. 10 wird sich auch einstellen, wenn die Bürsten weiter, als für funkenlosen Gang erforderlich, verschoben werden.

3. Motor mit neutraler Stellung der Bürsten.

Soll die in Fig. 6 als Dynamo laufende Maschine als Motor arbeiten, so können das Feld und der Ankerstrom die gleiche Richtung beibehalten und es ändert sich dann nur die Drehrichtung. Hierdurch kehren alle E.M.K.e ihre Richtung um, auch e_s und e. Das zur Erzeugung geradliniger Kommutierung erforderliche Feld behält seine frühere Richtung bei, muss jedoch wieder in der Drehrichtung, also entgegengesetzt wie früher ansteigen. In Fig. 6 bleibt somit alles unverändert, nur gehen die ausgezogenen Geraden in die strichpunktierten über. Nach dieser Aenderung können wir Fig. 6 weiter ver-

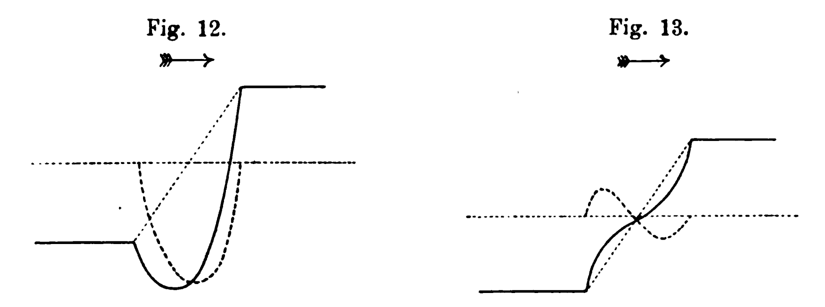
[1]) Ausnahmen kommen bei Maschinen mit zu steil ansteigender Feldkurve vor.

wenden. In der neutralen Stellung haben wir, wie sofort ersichtlich, auch hier eine stark verzögerte Kommutierung. Es fliesst demnach wieder ein starker Kurzschlussstrom in der Richtung des vorher in der Spule fliessenden Stromes. Diese Richtung ist jedoch die entgegengesetzte wie beim Generator, so dass Fig. 8 in Fig. 12 übergeht.

4. Motor mit zurückgeschobener Stellung der Bürsten.

Nehmen wir an, dass die Bürsten wieder die Stellung II einnehmen, wie in dem entsprechenden Fall beim Generator[1]), was jetzt einer Rückwärtsverschiebung entspricht, so sehen wir sofort, dass das kommutierende Feld jetzt im Beginn des Kurzschlusses zu stark ist. Wir werden deshalb zunächst eine beschleunigte Kommutierung be-

Fig. 12. Fig. 13.



kommen, die jedoch in eine verzögerte übergehen muss, da die Spulen bald in ein zu schwaches Feld kommen. Ein solcher Verlauf, wie er in Fig. 13 dargestellt ist, ist demnach für einen belasteten Motor mit verschobenen Bürsten charakteristisch; er ist prinzipiell verschieden von dem entsprechenden Verlauf beim Generator (Fig. 9), und zwar infolge des Umstandes, dass sich die kurzgeschlossenen Spulen beim Motor aus einem stärkeren in ein schwächeres Feld bewegen, während beim Generator das Umgekehrte der Fall ist. Bei eintretender Entlastung des Motors in Stellung II wird die Kommutierung naturgemäss sehr bald in eine völlig beschleunigte übergehen müssen.

Die genaue Vorausberechnung des Kurzschlussstromverlaufes ist ein vielfach in Angriff genommenes Problem, dessen Lösung nicht nur über die zeitliche und räumliche Stromdichteverteilung unter den Bürsten Aufschluss geben würde, sondern auch über die uns hier beschäftigende Frage der magnetischen Wirkungen der Kurzschluss-

[1]) Im allgemeinen ist die Verschiebung beim Motor etwas kleiner wie beim Generator. Siehe Thompson, Dynamoelektr. Masch. II, S. 487.

ströme. Dieses Problem ist jedoch ausserordentlich schwierig und bisher nur für den einfachsten Fall $b_B < \beta$ unter einschränkenden Voraussetzungen gelöst [1]). Dieser Fall $b_B < \beta$ kommt jedoch praktisch kaum noch vor, da fast nur noch Kohlebürsten verwendet werden, bei denen die Bürstenüberdeckung ca. 2 bis 4 Lamellen beträgt. Für den Fall $b_B > \beta$ sind nun die kurzgeschlossenen Spulen sowohl magnetisch wie elektrisch miteinander verkettet. Eine exakte Lösbarkeit des Problems erscheint hierbei zur Zeit ausgeschlossen [2]). Ueber den genaueren Kurzschlussstromverlauf können somit nur experimentelle Untersuchungen Aufschluss geben. Solche Messungen des Stromverlaufes in der Kurzschlusszeit sind von Everett und Peake [3]). K. Czeija [4]) und A. Railing [5]) ausgeführt worden. Diese Untersuchungen, die übrigens die oben dargestellten charakteristischen Formen der verschiedenen Betriebsverhältnisse zeigen, ergaben verschiedentlich Kurzschlussstromkurven, deren Maximalwerte das Mehrfache des Normalstromes ausmachen. Wenn man nun bedenkt, dass die Bürstenbreite projiziert auf den Ankerumfang 20 bis 30 % und häufig einen noch grösseren Betrag der neutralen Zone moderner Maschinen ausmacht, dass somit ein ebenso grosser Teil der in der neutralen Zone liegenden Drähte als dauernd im Kurzschluss zu betrachten ist, so ergibt sich, dass die Ampèrewindungen der Kurzschlussströme verglichen beispielsweise mit den Gegenampèrewindungen durchaus beachtenswerte Werte annehmen können. Es erscheint daher wohl angebracht, zu untersuchen, in welcher Weise und in welchem Masse die Kurzschlussströme auf das magnetische Feld einwirken.

Bei dieser Betrachtung thun wir gut, den geradlinigen und den zusätzlichen Kurzschlussstrom getrennt zu behandeln. Den ersteren können wir bald aus der Betrachtung ausscheiden. Er bildet den geradlinigen Uebergang zwischen den Strömen rechts und links von den kurzgeschlossenen Spulen, ist daher zur Hälfte bei den Gegenwindungen, zur Hälfte bei den Querwindungen mit zu berücksichtigen.

---

[1]) Arnold und Mie, E.T.Z. 1899, S. 97 u. ff. S. auch Fischer-Hinnen, E.T.Z. 1898, S. 850 u. ff. Electrical Review 1900, S. 211. Arnold, Gleichstrommaschine I, S. 291 u. ff. Die Aenderung des spez. Uebergangswiderstandes mit der Stromdichte ist nicht berücksichtigt.

[2]) Arnold, Gleichstrommaschine I, S. 286, 290.

[3]) Electrician London XL, 1898, S. 861 ff.

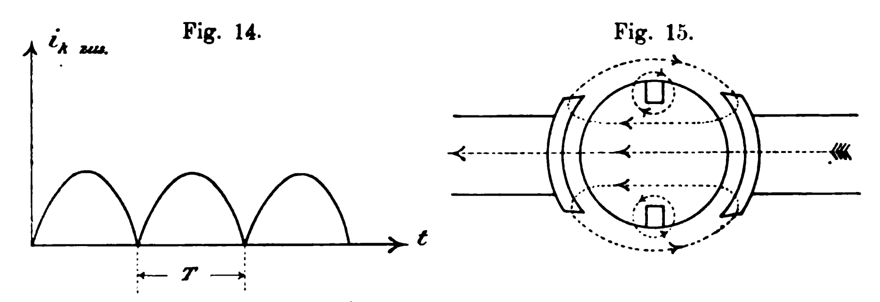
[4]) Promotionsarbeit Karlsruhe, entnommen Arnold, Gleichstrommaschine II, S. 543 ff.

[5]) Ueber Kommutierungsvorgänge. Stuttgart 1903.

Den Ampèrewindungen ist je $\frac{i_a}{2} \times \frac{z}{2}$ hinzuzufügen, wenn z die Windungszahl in der Kommutierungszone ist. Damit ist der Einfluss auf das Gesamtfeld richtig berücksichtigt. Ausserdem erzeugt der geradlinige Kurzschlussstrom, wie eine genauere, hier zu weit führende Betrachtung zeigt, Feldschwankungen von der Frequenz der Kommutierung in der neutralen Zone, die mit steigender Bürstenüberdeckung geringer werden. Somit bleibt zur Untersuchung der zusätzliche Kurzschlussstrom übrig.

Nehmen wir beispielsweise einen einfachen Verlauf, etwa wie in Fig. 8, an. Ist zunächst $b_B < \beta$, so ist stets pro Pol nur eine Spule im Kurzschluss. Die Ampèrewindungen der zusätzlichen Kurzschlussströme pro Pol machen periodische Schwankungen von der Frequenz der Kommutierung entsprechend Fig. 14 durch. Betrachten wir nun

Fig. 14. Fig. 15.



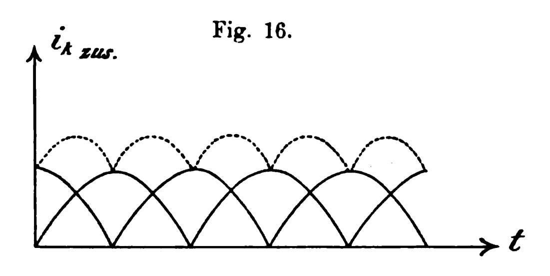
den Verlauf der von den Kurzschlussströmen hervorgerufenen Kraftlinien, der in Fig. 15 schematisch dargestellt ist, so müssen wir eine zweifache Wirkung unterscheiden: die sich direkt um die Drähte der kurzgeschlossenen Spule durch die Luft schliessenden Linien werden den Stromschwankungen folgen. Infolge des Umstandes, dass sie sich dem vorhandenen Felde superponieren, wird dieses in der neutralen Zone periodische Schwankungen von der Frequenz der Kommutierung durchmachen. Dagegen werden die dem Hauptwege folgend durch Schenkel und Joch sich schliessenden Kraftlinien wegen der Schirmwirkung des massiven Eisens und der Transformatorwirkung der Magnetspulen den Schwankungen nicht in messbarem Masse folgen können. Jedoch werden sie das Gesamtfeld um einen konstanten Betrag, der dem Mittelwert der Ampèrewindungen der Fig. 14 entspricht, je nach ihrer Richtung vergrössern oder verkleinern [1]).

[1]) Die durch die Polspitzen und die Luft verlaufenden Kraftlinien erzeugen in den ersteren Foucault-Ströme.

Ist $b_B > \beta$, so sind mehrere Spulen gleichzeitig im Kurzschluss, z. B. für $b_B = 2\beta$ dauernd zwei pro Pol, deren zusätzliche Ströme um $^1/_2$ Periode gegeneinander verschoben sind; ausserdem ist die Kurzschlusszeit T doppelt so gross wie im Falle $b_B = \beta$. Unter der Annahme, dass der Maximalwert des zusätzlichen Kurzschlussstromes sich durch die vergrösserte Bürstenüberdeckung nicht geändert hat, geht jetzt Fig. 14 in Fig. 16 über.

In Fig. 16 ist die Summe der Ampèrewindungen beider Spulen, auf die es uns hier ankommt, gestrichelt eingezeichnet. Dieselbe hat die gleiche Frequenz wie im Falle $b_B = \beta$, jedoch sind die Schwankungen ihrer absoluten Grösse nach geringer geworden, bei sinusartigem Verlauf z. B. im Verhältnis $\frac{\sqrt{2}-1}{1}$, während der Maximalwert wie auch der Mittelwert der Ampèrewindungen gestiegen sind.

Fig. 16.



Es ergibt sich somit, dass eine Vergrösserung der Bürstenbreite eine Verringerung der Feldschwankungen in der neutralen Zone, jedoch eine Vergrösserung der Einwirkung auf das Gesamtfeld zur Folge haben muss.

Dass infolge der Kommutierungsvorgänge in der neutralen Zone Feldschwingungen vorhanden sein müssen, haben bereits die Brüder Hopkinson [1]) hervorgehoben, während in demselben Jahre S. Freiherr v. Gaisberg [2]) bei der Aufnahme von Feldkurven den unregelmässigen Verlauf unter der Kontaktstelle der Bürsten konstatierte, der ja bei diesen Aufnahmen stets zu beobachten ist. Ferner hat Allen [3]) den Zusammenhang zwischen den Feldschwankungen in den Polstücken und dem Auftreten von Funken festgestellt. Besonders charakteristische Aufnahmen des Feldverlaufs in der neutralen Zone haben Everet und

---

[1]) Electrical Review 1886, XIX, S. 472.

[2]) E.T.Z. 1886, S. 76.

[3]) Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1898, S. 209.

Peake[1]) gemacht. Hierbei fanden sich in der neutralen Zone scharfe Erhöhungen in regelmässigem Abstande gleich der Segmentbreite, die mit der Ankerstromstärke wuchsen und mit grösserer Bürstenüberdeckung sich abflachten[2]). Diese Erhöhungen entsprechen den zeitlichen Feldschwankungen, die bei der verwendeten Messmethode — mit Probespule, Kontaktapparat und ballistischem Galvanometer — als räumliche erscheinen mussten.

Während somit über den Einfluss der Kurzschlussströme auf das Feld in der neutralen Zone bereits Untersuchungen vorliegen, ist es bisher nicht unternommen worden, eine systematische Untersuchung über den Einfluss auf das im wesentlichen durch Schenkel und Joch verlaufende Gesamtfeld, d. h. auf die Gesamtzahl der wirksamen Linien anzustellen, obwohl ein solcher zweifellos vorhanden sein muss. In der Litteratur über Ankerrückwirkung finden sich nur wenige Beobachtungen und Bemerkungen über dieses Gebiet, auf die an geeigneter Stelle jeweils verwiesen werden soll.

Nach dem Gesagten besteht unsere Aufgabe darin, über diejenigen magnetischen Wirkungen der zusätzlichen Kurzschlussströme Aufschluss zu geben, die in einer Beeinflussung der Gesamtzahl der wirksamen Kraftlinien bestehen, die daher eine Erniedrigung oder Erhöhung der nutzbaren E.M.K. zur Folge haben, bezw. einen Mehr- oder Minderaufwand an Schenkelampèrewindungen erforderlich machen.

Zu den zusätzlichen Kurzschlussströmen sind auch diejenigen Ströme zu rechnen, die bei leerlaufenden Maschinen bei Verschiebung der Bürsten aus der neutralen Linie in den kurzgeschlossenen Spulen entstehen. Nach der Untersuchung des Einflusses dieser ist sodann zu den zusätzlichen Kurzschlussströmen belasteter Maschinen überzugehen.

Da sich, wie gezeigt, die Form des Kurzschlussstromes nicht vorausberechnen lässt, so kann sich eine theoretische Untersuchung

---

[1]) Electrician London 1898, S. 328.

[2]) Arnold, Gleichstrommaschine I, S. 321, sieht in der Abflachung der Erhöhungen bei vergrösserter Bürstenbreite einen Beweis dafür, dass die zusätzlichen Kurzschlussströme der verschiedenen Spulen einen dämpfenden Einfluss auf einander ausüben. Diese Messungen erscheinen jedoch nicht als ein experimenteller Nachweis hierfür, da, wie gezeigt, die Summe der Ampèrewindungen der zusätzlichen Kurzschlussströme bei vergrösserter Bürstenbreite auch dann geringere Schwankungen ausführen muss, wenn der Maximalwert des Stromes der gleiche bleibt.



nur zum Ziel setzen, qualitativ, d. h. lediglich der Richtung und Art nach, die Wirkung auf das Feld festzustellen, während die quantitative Bestimmung an einem Beispiele experimentell durchgeführt werden muss.

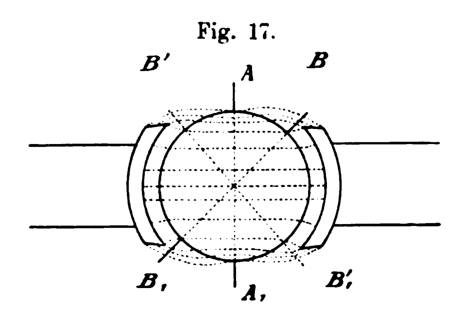
Theoretischer Teil.

I. Qualitative Bestimmung der Wirkung der zusätzlichen Kurzschlussströme auf die Zahl der wirksamen Kraftlinien.

1. Der leerlaufende Generator.

Beim leerlaufenden Generator treten Kurzschlussströme auf, wenn die Bürsten aus der Mitte der neutralen Zone, der neutralen Linie, in das Feld hinein verschoben werden. Mit Hilfe der Induktionsgesetze ist leicht festzustellen, dass bei Vorwärtsverschiebung der Bürsten (im Sinne der Drehrichtung) Kurzschlussströme entstehen müssen, die das Hauptfeld verstärken, während umgekehrt bei Rückwärtsverschiebung eine Schwächung des Feldes durch dieselben eintreten muss. Diese Beeinflussung ist nun nicht ohne weiteres aus einer proportionalen Aenderung der Klemmenspannung zu ersehen, denn für die Grösse dieser ist ferner die Zahl der durch die Verschiebung der Bürsten unwirksam gemachten Linien von Bedeutung.

Fig. 17.



Denken wir uns z. B. eine zweipolige Trommel mit Durchmesserwicklung (Fig. 17). Stehen die Bürsten bei Leerlauf des Generators in der neutralen Linie $A A_1$, so sind sämtliche Linien für die Erzeugung der an den Klemmen messbaren E.M.K. wirksam. Jetzt ist die „wirksame Linienzahl“ gleich der „totalen Linienzahl“, die den Anker durchsetzt. Stehen die Bürsten dagegen verschoben, etwa in $B B_1$, so sind sämtliche Linien, welche in den neutralen Zonen zwischen den Punkten B bezw. B_1 und den symmetrisch liegenden B' bezw. B'_1 verlaufen, für die Erzeugung der nutzbaren E.M.K. unwirksam, da sie die gleiche Hälfte der Ankerwicklung sowohl bei ihrem Eintritt

wie ihrem Austritt induzieren. Bei aus der neutralen Linie verschobenen Bürsten ist daher die wirksame Linienzahl pro Pol gleich der totalen, vermindert um die doppelte Zahl der in dem dem Verschiebungswinkel entsprechenden Teile der Ankerperipherie ein- bezw. austretenden Linien.

Wenn nun in den durch die Bürsten kurzgeschlossenen Spulen keine die Feldstärke beeinflussenden Ströme flössen, so müsste bei konstanter Tourenzahl und Erregung die Klemmenspannung bei Vorwärts- wie bei Rückwärtsverschiebung in genau gleicher Weise geringer werden, symmetrische Bauart der Pole vorausgesetzt. Infolge der oben gekennzeichneten Wirkung der Kurzschlussströme werden wir demgegenüber zu erwarten haben, dass die Abnahme der Spannung bei Vorwärtsverschiebung geringer ist wie bei entsprechender Rückwärtsverschiebung. Unter besonders günstigen Umständen muss sogar die auffällige Erscheinung eines Ansteigens der Spannung bei Vorwärtsverschiebung der Bürsten aus der neutralen Linie zu beobachten sein, wenn nämlich die durch die Kurzschlussströme hervorgerufene Vermehrung der wirksamen Linienzahl grösser ist als die Verminderung infolge Ausschaltens eines Teiles derselben. In diesem Falle muss eine Leerlaufscharakteristik bei vorgeschobenen Bürsten höher liegen, als die in der neutralen Linie. Diese Beobachtung hat F. Eichberg [1]) an einer nach dem System Déry kompensierten Dynamo gemacht, und von Ingenieur K. Schnetzler wurde hierbei durch Anlegen verschieden breiter Bürsten nachgewiesen, dass die Erscheinung durch die Kurzschlussströme verursacht wurde.

Da die Intensität der Kurzschlussströme ferner mit der Tourenzahl stark zunehmen muss [2]), so ist es klar, dass bei allen Bürstenstellungen ausser der in der neutralen Linie die totale Linienzahl und daher auch die Klemmenspannung keine geradlinigen Funktionen der Tourenzahl n sein können, vielmehr muss die Kurve $E = f(n)$ bei vorgeschobenen Bürsten einen nach oben konkaven, bei zurückgeschobenen einen konvexen Verlauf haben.

Wir wollen nun die Umstände betrachten, welche die Stärke der Wirkungen der Kurzschlussströme bedingen. Hierzu ist folgendes zu

[1]) E.T.Z. 1902, S. 817 u. ff.

[2]) Ausser der Zunahme der die Kurzschlussströme hervorrufenden E.M.K. kommt hierfür ganz besonders die fast nach einer Hyperbel erfolgende Abnahme des spez. Bürstenübergangswiderstandes mit zunehmender Stromdichte in Betracht, woraus eine sehr schnelle Zunahme der Kurzschlussstromstärke mit der Tourenzahl resultiert.



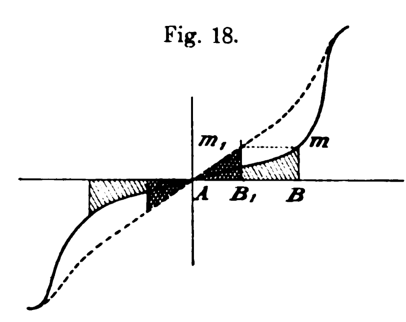
sagen: Die Klemmenspannung des leerlaufenden Generators wird bei bestimmter Tourenzahl und Bürstenverschiebung um so stärker von Kurzschlussströmen beeinflusst werden:

1. je grösser die Zahl der gleichzeitig kurzgeschlossenen Ankerspulen und die Windungszahl pro Spule ist;
2. je geringer der Widerstand jedes Kurzschlusskreises, d. h. besonders der Uebergangswiderstand der Bürsten ist;
3. je steiler die Kurve des Felddiagramms durch den Nullpunkt (die neutrale Linie) hindurchgeht;
4. je kleiner die Zahl der Feldampèrewindungen ist;
5. je geringer die Eisensättigungen sind.

Hiervon bedarf der Punkt 3 noch einer kurzen Erläuterung:

Der Feldverlauf zwischen den Polen einer Maschine entspreche zunächst der ausgezogenen Kurve in Fig. 18. Zur Erzeugung einer bestimmten Kurzschlussstromstärke ist eine bestimmte, von den Spulen pro Zeiteinheit geschnittene Linienzahl erforderlich, welche bei einer Stellung der Bürsten in B vorhanden sein mag und der Strecke B m entspricht. Die einfach schraffierte Fläche 2 × A B m gibt ein Mass für die Zahl der durch die Verschiebung unwirksam gemachten Linien pro Pol. Verläuft nun die Feldkurve steiler durch den Nullpunkt, etwa entsprechend der gestrichelten Kurve, so wird die gleiche Feldintensität und daher der gleiche Kurzschlussstrom bereits bei einer Verschiebung der Bürsten z. B. nach B_1 erreicht, wo $B_1 m_1 = B m$ ist. Jetzt ist aber die Zahl der unwirksam gewordenen Linien wesentlich kleiner wie im ersten Falle, da sie nur der doppelt schraffierten Fläche $2 B_1 m_1$ entspricht.

Fig. 18.



Die Thatsache, dass die Wirkung der Kurzschlussströme auf das Feld um so stärker zu Tage treten muss, je geringer die Zahl der Feldampèrewindungen ist, dürfte wohl die Ursache dafür sein, dass diese Wirkung bei einer Déry-Maschine aufgefallen ist, bei der sich die Kurzschlussströme bei Leerlauf ihrer absoluten Grösse nach nicht anders verhalten können als bei Maschinen gewöhnlicher Bauart und die sich von diesen wesentlich durch ein besonders geringes Verhältnis $\frac{\text{Feldampèrewindungen}}{\text{Ankerampèrewindungen}}$ unterscheidet. Nun hat man dieses Verhältnis auch bei normal gebauten Maschinen durch Verringerung

des Luftabstandes unter zweckentsprechender Formgebung der Polschuhe mehr und mehr verringert[1]; man ist ferner bemüht, zur Erreichung geringer Bürstenverschiebung ein starkes Streufeld in der neutralen Zone, also eine steiler durch die Nulllinie verlaufende Feldkurve zu bekommen[2]. Aus diesen Gründen werden gerade bei modernen Maschinen die Kurzschlussströme eine relativ stärkere Wirkung ausüben müssen als bei älteren Maschinen mit verhältnismässig vielen Schenkelampèrewindungen und einem an den Polkanten steil abfallenden, durch die neutrale Zone flach verlaufenden Felde.

2. Der leerlaufende Motor.

Alles für den leerlaufenden Generator Gefundene lässt sich sinngemäss leicht auf den leerlaufenden Motor übertragen, wenn man von den zusätzlichen Kurzschlussströmen, die durch die Kommutierung des geringen Leerlaufstromes entstehen, absieht, was wohl meist zulässig ist.

Denken wir uns die eben als Generator betrachtete Maschine mit gleicher Drehrichtung und unverändertem Felde als Motor laufen, wobei ihr eine der E.M.K. entgegengerichtete Klemmenspannung aufgedrückt wird, so sehen wir, dass die bei Verschiebung auftretenden Kurzschlussströme genau in gleicher Weise wie vorher wirken müssen, indem sie bei Vorwärtsverschiebung das Feld verstärken und es bei Rückwärtsverschiebung schwächen. Da nun beim Motor bei konstanter Klemmenspannung das Produkt aus Feldstärke und Tourenzahl angenähert konstant bleiben muss, so werden wir im ersten Fall eine tourenerniedrigende, im zweiten eine tourenerhöhende Wirkung haben. Dieser überlagert sich wieder in beiden Fällen die Verringerung der wirksamen Linienzahl infolge der bei der Verschiebung vor sich gehenden Ausschaltung von Kraftlinien, die tourenerhöhend wirkt. Ferner kommt auch noch der Einfluss der Gegenwindungen hinzu, der dem geringen Leerlaufstrom entsprechend allerdings nur klein ist. Die Gegenwindungen beim Motor wirken bei Vorwärtsverschiebung feldverstärkend und umgekehrt, also hier ebenso wie die Kurzschlussströme.

Aus diesen Ursachen muss die Tourenzahl eines leerlaufenden Motors, der bei konstanter Erregung an konstanter Spannung liegt, bei Rückwärtsverschiebung der Bürsten aus der neutralen Linie schnell

[1] S. hierüber z. B. Parshall und Hobart, Engineering 66, S. 39.

[2] S. z. B. E. Dick, E.T.Z. 1898, S. 802.



steigen, bei Vorwärtsverschiebung dagegen wesentlich langsamer, eventuell muss dieselbe sogar zunächst noch fallen. Die Umstände, welche die Intensität dieser Wirkungen der Kurzschlussströme bedingen, sind die gleichen wie beim Generator.

Wenn wir bei belasteten Maschinen die Richtung der zusätzlichen Kurzschlussströme ermitteln wollen, so ist es zunächst erforderlich, in jedem Fall mit Hilfe der in der Einleitung gegebenen Ueberlegungen festzustellen, in welchem Sinne die E.M.K. der Selbst- und gegenseitigen Induktion einerseits, die E.M.K. infolge Schnittes von Linien des Feldes andrerseits auf die kurzgeschlossenen Spulen wirken, ob daher eine beschleunigte oder verzögerte Kommutation vorliegt.

3. Der belastete Generator.

a) Mit neutraler Stellung der Bürsten.

Bei diesem ist, wie wir in der Einleitung feststellten (s. Fig. 6 Stellung I und Fig. 8), eine stark verzögerte Kommutierung vorhanden. Es fliessen demnach starke zusätzliche Ströme in der Richtung des die Spulen vor dem Kurzschluss durchfliessenden Stromes. Zur Feststellung der Richtung ihrer Einwirkung auf das Feld genügt die Ueberlegung, dass sie offenbar in demselben Sinne wirken müssen wie die durch Vorschiebung der Bürsten entstehenden Gegenwindungen, sie müssen also wie diese eine feldschwächende Wirkung ausüben.

b) Mit vorgeschobener Stellung der Bürsten.

Bei Vorschiebung der Bürsten muss die Intensität der zusätzlichen Kurzschlussströme, daher auch ihr Einfluss auf das Feld geringer werden. In der der Volllast entsprechenden richtigen Bürstenstellung (s. Fig. 6 Stellung II und Fig. 9) ist immer noch eine je nach den Umständen mehr oder weniger starke Verzögerung der Kommutierung vorhanden, die erst bei zu starker Vorwärtsverschiebung oder aber bei Entlastung in eine beschleunigte übergeht. Bei Volllast werden wir demnach noch eine Schwächung des Feldes durch die Kurzschlussströme haben.

Die Umkehrung dieser Wirkung in eine feldverstärkende bei Entlastung ohne Bürstenverstellung verdient jedoch besonders hervorgehoben zu werden, da sie für die Spannungserhöhung, die ein Gene-



rator bei Entlastung zeigt, von Bedeutung ist, zumal bei modernen Maschinen eine Verstellung der Bürsten zwischen Leerlauf und Vollbelastung fast allgemein als ausgeschlossen gilt.

Die zusätzlichen Kurzschlussströme beim belasteten Generator vergrössern, wie wir sahen, seine Ankerrückwirkung. Charakteristisch für ihren Anteil ist, dass dieser Einfluss mit der Tourenzahl n der Maschine stark zunehmen muss, während der übrige Teil der Ankerrückwirkung, hervorgerufen durch Quer- und Gegenwindungen, bei konstantem Ankerstrom J_a und Erregerstrom i_e von der Tourenzahl n unabhängig sein muss. Hieraus folgt, dass beim Generator die gesamte Ankerrückwirkung bei sonst gleichen Verhältnissen mit n zunehmen muss. Die E.M.K. E kann daher bei konstantem J_a und i_e nicht mit der Tourenzahl proportional anwachsen, ihre Kurve muss vielmehr einen nach oben konvexen Verlauf nehmen.

Diese Beobachtung ist schon vielfach gemacht worden, z. B. 1885 von G. Stern[1]), der den in den kurzgeschlossenen Spulen fliessenden Strömen eine Wirkung abspricht, jedoch die Ursache ausser in Foucault-Strömen in einer durch die Selbstinduktion der kurzgeschlossenen Spulen hervorgerufenen Gegen-E.M.K. sieht, die sich beim Oeffnen des Kurzschlusses der äusseren E.M.K. entgegensetze. Froelich[2]) wollte demgegenüber die Beobachtungen durch die zuerst von Ayrton und Perry[3]) festgestellte anscheinende Zunahme des Ankerwiderstandes mit der Tourenzahl erklären, als deren Ursache man jedoch ebenfalls die Selbstinduktion beim Oeffnen der kurzgeschlossenen Spulen annahm, die man sich während des letzten Teiles des Kurzschlusses als stromlos vorstellte.

Das genauere Studium der Kommutierungsvorgänge zeigt demgegenüber, dass die Stromumkehr gesetzmässig so vor sich geht, dass der Strom der folgenden Ankerhälfte in den kurzgeschlossenen Spulen allmählich erreicht wird und am Ende des Kurzschlusses keine eigentliche Stromunterbrechung stattfindet, dass dagegen die Ampèrewindungen der zusätzlichen Kurzschlussströme, die nur teilweise durch Selbstinduktion hervorgerufen werden, beträchtliche Werte annehmen

[1]) Inaug.-Dissert. Göttingen 1885. E.T.Z. 1886. S. auch O. E. Meyer und F. Auerbach, E.T.Z. 1886, S. 240.

[2]) E.T.Z. 1887, S. 161.

[3]) Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1883, XII, S. 318. S. auch Lodge, Electrician 1885. Joh. A. Lissner, E.T.Z. 1887, S. 388. Froelich, E.T.Z. 1886, S. 443, E.T.Z. 1888. Corsepius, Verh. d. V. z. Beförd. d. Gewerbefleisses VIII, 1890, S. 329.



können. Diese schwanken um einen Mittelwert und bewirken ausser entsprechenden Feldschwankungen eine dem Mittelwert entsprechende Beeinflussung des Gesamtfeldes und daher der Gesamt-E.M.K. Diese Darstellung schliesst auch die Wirkung der Selbstinduktion in sich, deren E.M.K. durch die von den betreffenden Stromdrähten erzeugten Kraftlinien hervorgerufen wird, welche sich naturgemäss in einem vorhandenen Felde mit diesem zu einem resultierenden Gesamtfelde zusammenschliessen müssen.

Was die zweite, zuerst von Froelich[1]) angegebene Ursache für die „anscheinende Zunahme der toten Umlaufe“ bei hohen Geschwindigkeiten anbelangt, nämlich den feldschwächenden Einfluss der Foucaultströme, so ist anzunehmen, dass derselbe bei den älteren Maschinen beachtenswert war. Clausius[2]) hatte ihn in seiner Theorie berücksichtigt. Bei modernen Maschinen mit sorgfältiger Lamellierung des Ankereisens und meist auch der Polschuhe ist er jedoch ganz zu vernachlässigen[3]). Es geht das am besten daraus hervor, dass beim leerlaufenden Generator mit neutraler Bürstenstellung für die Kurve $E = f(n)$ keine Abweichung von der geraden Linie nachweisbar ist. Abweichungen, die bei nicht neutraler Stellung oder bei Belastung gefunden werden, können daher nur zusätzliche Kurzschlussströme zur Ursache haben.

4. Der belastete Motor.

a) Mit neutraler Stellung der Bürsten.

In der Einleitung gingen wir von der Betrachtung der Dynamo zu der des Motors über, indem wir Anker- und Erregerstrom sowie die Bürstenstellung unverändert liessen und die Drehrichtung umkehrten. Wir sahen, dass auch der zusätzliche Kurzschlussstrom dabei seine Richtung umkehrt (vergl. Fig. 12 mit Fig. 8). Es gilt dies natürlich nur, wenn die Kommutierung in beiden Fällen eine verzögerte ist, was ja bei neutraler Bürstenstellung stets der Fall ist. Während daher bei der Dynamo eine Feldschwächung durch die zusätzlichen Kurzschlussströme eintrat, müssen diese beim Motor umgekehrt, also feldverstärkend wirken, während bei der Dynamo eine Vergrösserung, muss hier eine Verringerung der Ankerrückwirkung

[1]) E.T.Z. 1881, S. 174.

[2]) Wiedemanns Annalen 1883, S. 354. S. auch Lorberg, Wiedemanns Annalen 1887, S. 389.

[3]) S. hierüber auch Kittler, Handbuch der Elektrotechnik 1892, S. 544.

die Folge sein. Die Grösse der Ankerrückwirkung bei neutraler Bürstenstellung ist bei Motoren von besonderem Interesse, da diese Stellung nicht nur für alle Reversiermotoren in Betracht kommt, sondern in neuerer Zeit auch vielfach von allen Motoren bis ca. 50 PS. und mehr verlangt wird, dass sie in Reversierstellung arbeiten können. Es verlohnen sich daher hierüber noch einige Bemerkungen.

Die feldverstärkende Wirkung der Kurzschlussströme muss bei neutraler Bürstenstellung um so stärker für die Grösse der Ankerrückwirkung ins Gewicht fallen, als diese selbst ausserdem nur noch aus der Wirkung der Querwindungen besteht, da Gegenwindungen nicht vorhanden sind. Die Art des Einflusses der Querwindungen ist nun eine zweifache. Erstens verringert er aus bekannten Gründen die „totale" Linienzahl. Diese Verringerung ist jedoch meist geringer, als es ihrer starken Berücksichtigung in der Litteratur entspricht [1]). Zweitens verursachen die Querwindungen eine Verzerrung des Feldes, die bei neutraler Bürstenstellung eine Verringerung der „wirksamen" Linienzahl bewirkt, d. h. zur Folge hat, dass eine Anzahl der vorhandenen „totalen" Linien für die an den Bürsten messbare E.M.K. unwirksam werden [2]). Die Grösse dieser zweiten Wirkung hängt von der Form des Feldes in der neutralen Zone und von dem Verhältnis $\frac{\text{Feldampèrewindungen}}{\text{Ankerampèrewindungen}}$ ab, wird jedoch ebenfalls meist relativ nicht bedeutend sein.

Wenn man nun schätzungsweise die Zahl der möglichen Kurzschlussstrom-Ampèrewindungen bestimmt, so erscheint es sehr wohl möglich, dass der feldverstärkende Einfluss dieser bei Neutralstellung der Bürsten den feldschwächenden der Querwindungen überwiegt, so dass sich als Summe eine feldverstärkende Ankerrückwirkung ergibt. Hierüber hat natürlich in jedem Falle das Experiment zu entscheiden.

Unter allen Umständen jedoch, mag nun der Einfluss der Kurzschlussströme den der Querwindungen überwiegen oder nicht, muss die wirksame Linienzahl mit steigender Intensität der Kurzschlussströme, d. h. also auch mit steigender Tourenzahl zunehmen. Daraus folgt, dass die E.M.K. als Funktion der Tourenzahl bei konstantem J_a und i_e keine gerade Linie, sondern eine nach oben konkave Kurve sein muss.

---

[1]) Parshall und Hobart, Engineering 66, S. 349, haben z. B. bei neutraler Bürstenstellung Feldkurven für Leerlauf und Belastung aufgenommen (bei Stillstand, also ohne Kurzschlussströme), die genau gleichen Flächeninhalt hatten.

[2]) Dieser Effekt ist z. B. aus den Parshall und Hobartschen Aufnahmen deutlich ersichtlich.

Man kann diese durch Betreiben des Motors mit verschiedenen Klemmenspannungen bei konstanter Fremderregung aufnehmen.

b) Mit zurückgeschobener Stellung der Bürsten.

Durch das Zurückschieben der Bürsten wird beim Motor allmählich die verzögerte Kommutierung in eine anfangs beschleunigte, gegen Ende verzögerte, entsprechend Fig. 13, übergeführt. Diese geht bei noch weiterer Verschiebung oder auch bei Entlastung in eine vollständig beschleunigte Kommutierung über. Sobald die Beschleunigung überwiegt, tritt statt der bisher feldverstärkenden eine feldschwächende Wirkung ein. Neben dem Effekt der Gegenwindungen und dem Ausschalten von Linien ist dieses mit ein Grund dafür, dass die Tourenzahl eines Motors bei Rückwärtsverschiebung der Bürsten stark zunimmt. Dass weiterhin bei einer Entlastung eines Motors in der der Volllast entsprechenden Bürstenstellung die Kurzschlussströme in immer stärkerem Masse das Feld schwächen müssen, ist ferner für die Grösse der Tourensteigerung bei Entlastung von Interesse. Diese Tourensteigerung ist ja von besonderer praktischer Bedeutung und häufig Gegenstand von Garantieen.

Wie wir in der Einleitung sahen, ist die Kurzschlussstromkurve des Motors bei Volllast in der für die Kommutierung günstigsten Bürstenstellung im Anfang beschleunigt, gegen Ende verzögert. Es wird daher in diesem Falle überhaupt nur eine geringe Wirkung der Kurzschlussströme auf das Feld vorhanden sein können, deren Richtung sich nicht im voraus bestimmen lässt. Demgegenüber sahen wir bei der Dynamo, dass auch bei der Vollbelastung entsprechend eingestellten Bürsten eine verzögerte Kommutierung, der hierbei eine Feldschwächung entsprach, vorhanden war. Daher muss auch bei sonst gleichen Verhältnissen und bei um den gleichen Betrag verschobenen Bürsten die Ankerrückwirkung bei Volllast beim Motor kleiner sein als bei der Dynamo.

Die Kurve $E = f(n)$ für konstantes J_a und i_e kann beim Motor mit verschobenen Bürsten je nach den Umständen einen schwach konkaven, geradlinigen oder schwach konvexen Verlauf haben.

Ein Teil der hier angestellten Ueberlegungen findet sich bereits mehrfach in der älteren Litteratur über Ankerrückwirkung und ist auch durch verschiedene Aufnahmen experimentell bestätigt. So hat A. T. Snell[1]) die von Ayrton und Perry 1883 vertretene Anschauung

[1]) Electrician 1889, S. 312 ff.

von der Verstärkung des Feldes beim Motor durch die Ankerrückwirkung insoweit verteidigt, als er hervorhob, dass die Ankerrückwirkung beim Motor infolge des Einflusses der Selbstinduktion kleiner ist als beim Generator, ebenso auch die notwendige Bürstenverschiebung. Ferner teilte Ayrton[1]) Versuchsdaten einer Immischmaschine mit, die als Motor bei gleichem Anker- und Erregerstrom eine um 13 bis 15 % höhere E.M.K. besass wie als Dynamo und zwar bei in beiden Fällen neutraler Bürstenstellung. W. B. Esson[2]) hob 1890 hervor, dass bei neutraler Bürstenstellung in den kurzgeschlossenen Spulen Ströme fliessen müssen, die das Feld bei der Dynamo schwächen, beim Motor verstärken und zur Erklärung der Ayrtonschen Versuche dienen könnten. Bei richtig eingestellten Bürsten ist jedoch nach Essons Meinung kein Unterschied zwischen Motor- und Dynamo-E.M.K. bei sonst gleichen Verhältnissen vorhanden, und obgleich eine grosse Zahl von ihm angestellter Versuche mit einer einzigen Ausnahme übereinstimmend für den Motor eine um 2 bis 3 % höhere E.M.K. ergaben, erklärt er diesen Unterschied durch Messfehler[3]).

Weiter veröffentlichte Ayrton[4]) noch mehrere Ankerrückwirkungskurven für Motor und Dynamo bei um den gleichen Betrag rückwärts bezw. vorwärts verschobenen Bürsten, aus denen hervorging, dass die Ankerrückwirkung beim Motor nicht nur kleiner war wie bei der Dynamo, sondern sogar das Feld verstärkte. Er erklärte die beträchtlichen Unterschiede erstens durch die Selbstinduktion, deren E.M.K. sich nach seiner Auffassung in dem Oeffnungsfunken der Anker-E.MK. positiv oder negativ zugeselle, zweitens durch die Beeinflussung des Feldes durch die in den kurzgeschlossenen Spulen fliessenden Ströme. Auch Russell[5]) gab ähnliche Versuchsergebnisse bekannt.

Wenn diese Veröffentlichungen in der Litteratur, speziell der

---

[1]) Electrician 1889, S. 403.

[2]) Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1890, XIX, S. 136 ff.

[3]) Bei einer Bürgin-Maschine ergab sich sogar ein Unterschied von 16 bis 17 %, den Esson durch parasitäre Ankerströme infolge mangelhafter Isolation erklärt. — Kapp bemerkt (Kraftübertragung S. 110), dass die motorische Charakteristik höher liegen könne als die dynamische, ja sogar als die statische, da der infolge von Wirbelströmen und Hysteresis verloren gegangene Energiebetrag vom Motorstrom in Form von höherer Klemmenspannung zugeführt werden müsse. Diese Erklärung ist jedoch irrig, da die E.M.K. lediglich eine Funktion der wirksamen Linienzahl und der Tourenzahl ist und die genannten Verluste durch grösseren Stromverbrauch gedeckt werden.

[4]) Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1890, XIX, S. 183.

[5]) Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1890, XIX, S. 253.

deutschen, nur sehr geringe Beachtung gefunden haben, so liegt das vielleicht daran, dass man diese Ergebnisse teilweise auf unrichtige Bürstenstellung zurückführen zu können glaubte[1], vielleicht auch, weil man die Wirkungen der Kurzschlussströme für vernachlässigbar hielt, zumal man bei den älteren Maschinen gewohnt war, bei Aenderung der Belastung einer Maschine auch die Bürsten entsprechend neu einzustellen. Demgegenüber verlangt man heute fast allgemein eine unveränderliche Bürstenstellung bei allen Belastungen, selbst bei den grössten Maschinen. Aus diesem wie aus anderen früher angegebenen Gründen müssen die Kurzschlussströme bei modernen Maschinen für die Grösse der Ankerrückwirkung stärker ins Gewicht fallen.

II. Ueber die Methode der experimentellen Bestimmung des Einflusses der Kurzschlussströme, gemessen in Schenkelampèrewindungen.

Beim leerlaufenden Generator lässt sich die Grösse des Einflusses der Kurzschlussströme leicht in folgender Weise bestimmen und in Ampèrewindungen ausdrücken. Ist in einer Bürstenstellung, die durch Verschiebung um einen bestimmten Betrag in der Drehrichtung aus der neutralen Linie erreicht sein mag, eine E.M.K. E_1 gemessen, so sind die Bürsten um genau den gleichen Betrag hinter die neutrale Linie zu stellen und hier bei gleicher Tourenzahl, Erregung und Magnetisierungsrichtung die E.M.K. zu messen. Diese heisse E_2. Ist E_2 von E_1 verschieden, so entspricht die Differenz der doppelten Wirkung der in jedem einzelnen Falle vorhandenen Kurzschlussströme. Ohne diese würde in beiden Fällen etwa eine E.M.K. $\frac{1}{2}(E_1 + E_2)$ gemessen worden sein. Die Kurzschlussströme haben eine Erhöhung der totalen Linienzahl im Verhältnis $\frac{E_1}{\frac{1}{2}(E_1 + E_2)}$ hervorgerufen bezw. eine Erniedrigung im Verhältnis $\frac{E_2}{\frac{1}{2}(E_1 + E_2)}$. Ist nun E die bei gleicher Erregung in der Neutralstellung, für die die Leerlaufcharakteristik vorliege, gemessene E.M.K., so fixiere man in der Charakteristik die Punkte $E \cdot \frac{E_1}{\frac{1}{2}(E_1 + E_2)}$ und $E \cdot \frac{E_2}{\frac{1}{2}(E_1 + E_2)}$ und bestimme die entsprechenden Ampèrewindungen AW_1 und AW_2.

---

[1]) Siehe z. B. Swinburne, Journ. of the Inst. of Electr. Eng. 1890. XIX. S. 270.

Die bei Messung der E.M.K. E_1 wirksame Zahl von Kurzschlussstrom-Ampèrewindungen kann dann gleich $\frac{AW_1 - AW_2}{2}$ gesetzt werden. Diese Messung ist von Interesse bei mit fast der Vollbelastung entsprechender Bürstenstellung arbeitenden Maschinen bei der Bestimmung der Mehrerregung für Belastung, bezw. der Zahl der aufzubringenden Kompoundwindungen. Der Mittelwert des Kurzschlussstromes selbst ergibt sich angenähert durch Division der entsprechenden Ampèrewindungen pro Pol durch die mittlere Zahl der pro Pol gleichzeitig kurzgeschlossenen Ankerspulen [1]).

Für eine allgemeine Betrachtung der Vorgänge beim leerlaufenden Generator ist es leicht, die E.M.K. als Funktion der Bürstenstellung für i_e und n konstant aufzunehmen.

Beim leerlaufenden Motor lässt sich der Versuch sinngemäss in gleicher Weise ausführen.

Bei belasteten Maschinen ist die obige Methode natürlich nicht anwendbar, die Messung muss hier vielmehr ohne eine Verstellung der Bürsten erfolgen können. Sie ist schwieriger, da die Kurzschlussströme hier nur einen Teil der Ankerrückwirkung bilden, der von der gesamten Ankerrückwirkung getrennt werden soll. Eine direkte Messung der Kurzschlussströme mit Kontaktapparat und ballistischem Galvanometer erfordert einen komplizierten Apparat sowie auch das Aufschneiden einer Ankerspule, kann daher für die Praxis im allgemeinen nicht in Betracht kommen.

Die Trennung des Einflusses der Kurzschlussströme von der übrigen Ankerrückwirkung lässt sich nun durchführen, wenn es eine Grösse gibt, durch deren Variierung nur der zu trennende Teil beeinflusst wird, während alle übrigen auf den magnetischen Kreis einwirkenden Grössen unverändert bleiben. Als Grösse dieser Art kann die Bürstenbreite verwendet werden, besser und einfacher jedoch die Tourenzahl der Maschine, die, wie wir oben sahen, die Intensität der Kurzschlussströme stark beeinflusst, während die Quer- und Gegenampèrewindungen für J_a und i_e konstant von ihr unabhängig sind.

Die durch die Variierung von n bedingte Aenderung der wirk-

[1]) Es ist dies nur eine Annäherungsmethode, da die Ampèrewindungen der Kurzschlussströme auch eine grössere Zahl von Kraftlinien erzeugen, die nicht von den Magnetspulen umschlossen werden, sondern sich direkt durch die Luft um die kurzgeschlossenen Ankerspulen schliessen. Aus diesem Grunde ergibt sich der Mittelwert des Kurzschlussstromes bei dieser Methode stets zu hoch. Die ungefähre Grösse des Fehlers liesse sich rechnerisch bestimmen.



samen Linienzahl N lässt sich etwa ausdrücken durch eine Gleichung von der Form

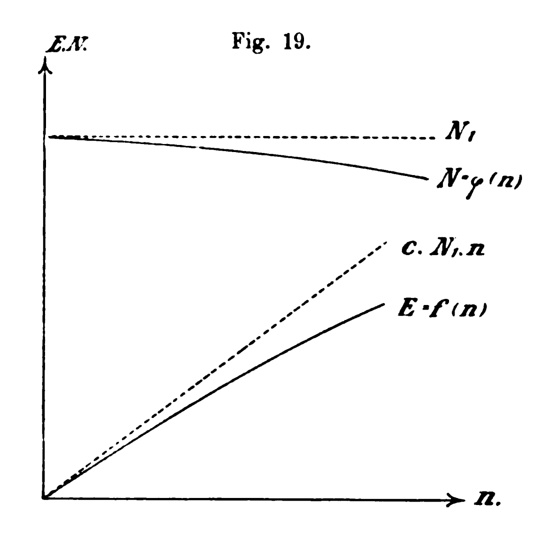
$$N = N_1 \pm (a.n + bn^2) = \varphi(n)$$

(s. Fig. 19). Demnach wird die E.M.K.

$$E = f(n) = c.N.n = cN_1n \pm c(an^2 + bn^3).$$

Diese Kurve $E = f(n)$ lässt sich nun beim Generator sowohl wie beim Motor leicht bestimmen, indem man die Kurve der Klemmenspannung K als Funktion von n für konstante J_a und i_e aufnimmt

Fig. 19.

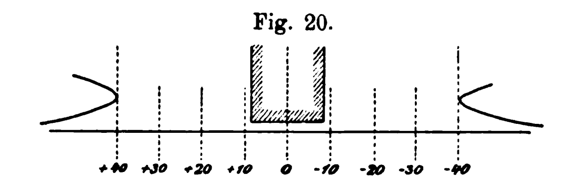


und den Spannungsabfall im Anker und den Bürsten bei der Dynamo addiert, beim Motor subtrahiert. Aus dieser Kurve $E = f(n)$ ergibt sich nun die Kurve $N = \varphi(n)$ mit Hilfe der Ankerwicklungsdaten. Die Verlängerung der N-Kurve bis zum Schnitt mit der Abszissenachse liefert den Wert N_1. Diese Linienzahl N_1 würde ohne Kurzschlussströme bei allen Tourenzahlen konstant sein und die geradlinige E.M.K.-Kurve $E_1 = cN_1n$ liefern, die sich jetzt ziehen lässt. Die durch die Kurzschlussströme hervorgerufenen Abweichungen der gemessenen Kurve $E = f(n)$ von dieser geraden Linie lassen sich jetzt für jede beliebige Tourenzahl abgreifen und mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik in Schenkelampèrewindungen ausdrücken.

Experimenteller Teil.

Als Versuchsmaschine wurde ein langsam laufender, 2,5 K.W.-Generator der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft verwendet. Derselbe hatte 6 Pole, einen genuteten Trommelanker mit gewöhnlicher Serienwicklung für eine Leistung von 230 V., 11 Amp. bei ca. 505 Umdrehungen pro Minute. Die Maschine hatte pro Ankerspule 10, pro Magnetspule 3250 Windungen. Pro Bürstenspindel befand sich 1 Kohle von 10 mm Breite, was einer Ueberdeckung von 1,9 Segmenten entsprach und einer Betriebsstromdichte von nur 1,6 $^{\text{Amp.}}/_{\text{qcm}}$. Das Verhältnis der auf den Ankerumfang projizierten Bürstenbreite zur Breite der neutralen Zone war gering, nämlich 21,2 %, ebenso war auch das Verhältnis $\frac{\text{Feldampèrewindungen}}{\text{Ankerampèrewindungen}}$ ein bei Maschinen dieser Grösse übliches, etwa 1,5. Die Maschine erschien für die Demonstrierung der zu betrachtenden Kurzschlussstromwirkungen deswegen besonders

Fig. 20.

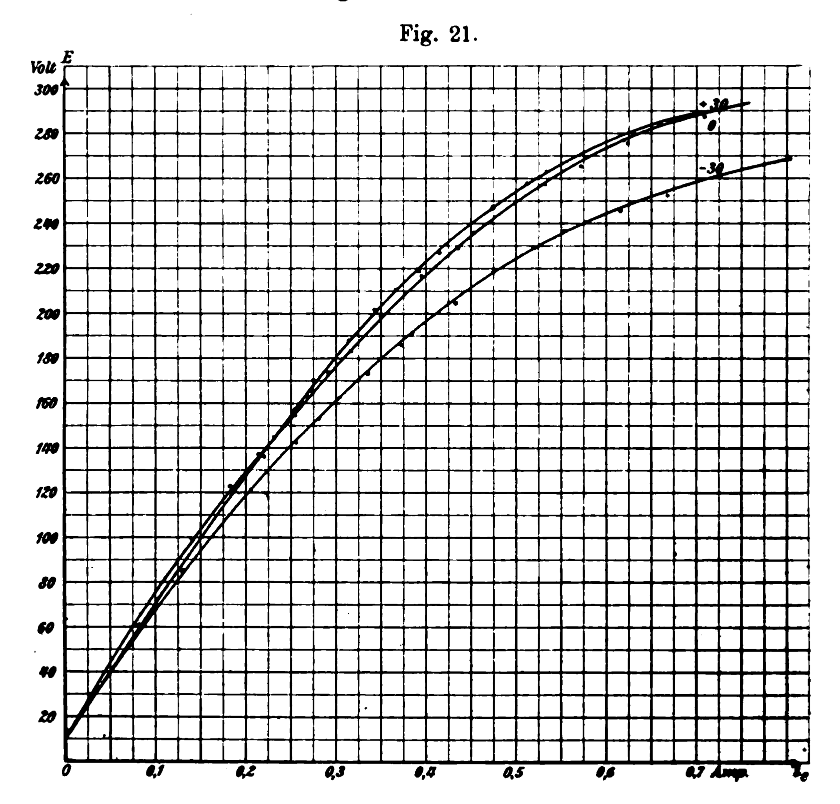


geeignet, weil sie wegen der geringen Tourenzahl eine verhältnismässig hohe Windungszahl pro Ankerspule und als Maschine für Parallelbetrieb mit Akkumulatoren bei der Normalspannung nur mittlere Eisensättigungen besitzt. Dieser letztere Punkt ist zwar, wie hervorzuheben, ohne Einfluss auf den Anteil der Kurzschlussströme an der Ankerrückwirkung, ausgedrückt in Ampèrewindungen, jedoch von Bedeutung für die Grösse ihrer Einwirkung auf das Feld und die E.M.K. Ferner lässt auch die geringe Betriebsstromdichte der Bürsten relativ bedeutende zusätzliche Kurzschlussströme zu, bevor eine Funkenbildung wahrnehmbar wird. Die Messungen wurden mit Präzisionsinstrumenten der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft ausgeführt, die mit dem Kompensationsapparat und Normalelement geaicht waren. Die Tourenzählung erfolgte mittels geaichten Handtachometers von Dr. Th. Horn.

Zunächst wurde möglichst genau die neutrale Linie ermittelt und zwar durch Feststellung derjenigen Bürstenstellung, bei der die Maschine als belasteter Motor bei gleicher Klemmenspannung K und

gleichem J_a und i_e in beiden Drehrichtungen die gleiche Tourenzahl macht. Darauf wurden Markierungen an der Bürstenbrille angebracht, die es gestatteten, sie genau um 5, 10, 15 mm u. s. w. in beiden Drehrichtungen zu verschieben. Dementsprechend bedeutet z. B. + 15 eine um 15 mm im Sinne der Drehung verschobene Stellung der Bürstenbrille, — 15 eine gleiche, jedoch entgegengesetzt dem jeweiligen Drehsinne verschoben. Stellung 0 ist die neutrale Linie. Die den ver-

Fig. 21.



schiedenen Stellungen der Bürstenbrille entsprechende Stellung der Bürsten im Felde ist aus Fig. 20 ersichtlich.

1. Versuche am leerlaufenden Generator.

In drei Stellungen und zwar in 0, + 30 und — 30 wurde zunächst die Leerlaufcharakteristik bei absteigender Magnetisierung und 505^n konstant aufgenommen. Die Ergebnisse sind aus der am Schlusse beigefügten Tab. 1 sowie aus den Kurven Fig. 21 zu ersehen. Die Daten der Tabellen sind stets die Mittelwerte aus mehreren Ab-

lesungen, wobei die Korrektionen der betreffenden Instrumente berücksichtigt sind.

Die Kurven zeigen das erwartete Resultat sehr charakteristisch. Die Spannung in + 30 ist allgemein grösser als in — 30, wir sehen sogar, dass die Charakteristik in + 30 höher liegt als in der Neutralstellung 0. Um den Nachweis zu erbringen, dass die in den kurzgeschlossenen Spulen fliessenden Ströme die Ursache dieser Erscheinungen bilden, wurde weiter folgender Versuch gemacht: Es wurde die Abhängigkeit der Klemmenspannung von der Bürstenstellung bei konstantem i_e aufgenommen und zwar nicht nur bei der bisher innegehaltenen Tourenzahl 505^n, sondern auch bei $n = 400$, 300, 200. Wenn die beobachteten Erscheinungen durch Kurzschlussströme verursacht wurden, so mussten sie mit sinkender Tourenzahl mehr und mehr verschwinden.

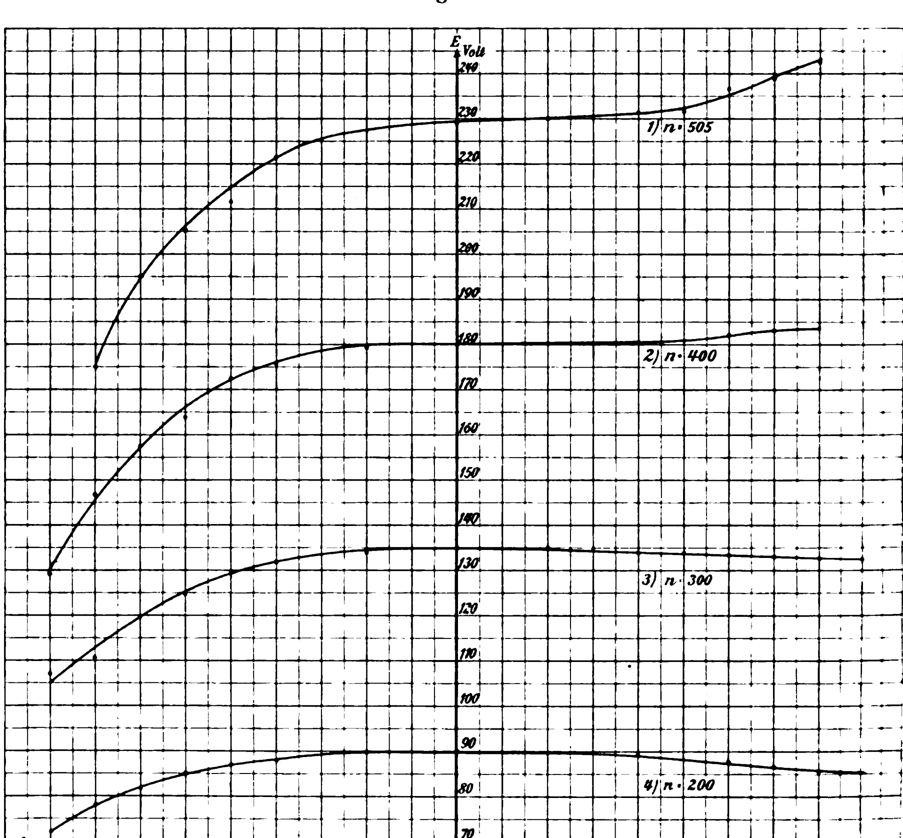
Die Resultate dieser Aufnahmen sind aus Tab. 2 und Fig. 22 ersichtlich. Die Kurve 1 für 505^n der Fig. 22 zeigt bei der Vorwärtsverschiebung zunächst ein schwaches, von + 25 an sogar ein ziemlich rapides Anwachsen der Spannung. In Stellung + 25 und + 30 bildeten sich unter der Kohle die ersten kaum wahrnehmbaren Fünkchen, die in Stellung + 35 bereits an der Bürstenspitze hell hervortraten und in Stellung + 40 wesentlich stärker wurden. Hierbei war, sobald eine stärkere Funkenbildung auftrat, ein auffallendes Schwanken der abzulesenden Spannung sowie auch des Erregerstromes (Fremderregung!) zu konstatieren, offenbar herrührend von einem entsprechenden Schwanken des Bürstenübergangswiderstandes und der Intensität der Kurzschlussströme. Bei Rückwärtsverschiebung ist das Abfallen der Spannung ein ganz rapides, die Funkenbildung ist dabei in den entsprechenden Stellungen etwa die gleiche wie bei Vorwärtsverschiebung.

Die Kurve für 400^n zeigt die gleichen Eigenschaften wie die besprochene, nur dass dieselben bereits wesentlich abgeschwächt sind. Sowohl das Ansteigen wie das Abfallen der Spannung erfolgt weniger rapide. Dementsprechend ist auch die erste schwache Funkenbildung erst in Stellung ± 35 wahrnehmbar und in Stellung ± 40 ist die Funkenbildung ebenfalls noch sehr gering.

Die Kurve für 300^n zeigt bereits bei Vorwärtsverschiebung kein Ansteigen der Spannung mehr, sondern ein schwaches Abfallen, und die für 200^n lässt deutlich erkennen, dass die beiden Aeste der Kurve einander immer ähnlicher werden. Hier ist auch in Stellung ± 40 nicht die geringste Funkenbildung mehr wahrnehmbar.

Um ferner noch ein ungefähres Bild der Vorgänge in den kurzgeschlossenen Spulen zu bekommen, wurden bei Aufnahme der Kurve 1 Fig. 22, wie auch bei mehreren der folgenden Aufnahmen die Uebergangsspannungen zwischen Kohle und Kommutator in der von Arnold[1]), Czeija angewandten, von Railing[2]) untersuchten Methode gemessen.

Fig. 22.



Es wurde zu diesem Zwecke der eine zum Voltmeter führende Draht an der angelöteten Kappe einer Kohle befestigt, der andere an einem angeschärften Kupferstab. Die Kohle wurde nun durch 5 Striche an ihrer Peripherieseite angezeichnet, wie Fig. 23 zeigt, und die Schärfe des Kupferstabes nacheinander dicht vor diesen Strichen am Kommu-

[1]) Die Gleichstrommaschine I und II.

[2]) Kommutierungsvorgänge. Stuttgart 1903.

tator angehalten und die entsprechende Spannung am Voltmeter abgelesen. Man erhält so eine Kurve, die die Aenderung der Uebergangsspannung über die Breite der Bürste hin zeigt und als „Kommutierungsdiagramm" bezeichnet wird. Die von Arnold angegebene Annäherungsmethode zur Bestimmung der Kurzschlussstromkurve nach Form und Grösse aus diesem Diagramm bringt nach den Untersuchungen von Railing die vorhandenen Kontraste nur sehr abgeschwächt zur Darstellung und ist hier besonders deswegen nicht anwendbar, weil die Bürstenstellung und die Drehrichtung und daher auch die Auflage der Kohlen häufig geändert wurde. Die Kommutierungsdiagramme gestatten daher hier keine quantitative Verwertung,

Fig. 23.

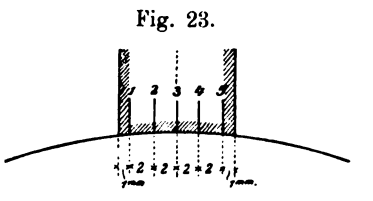
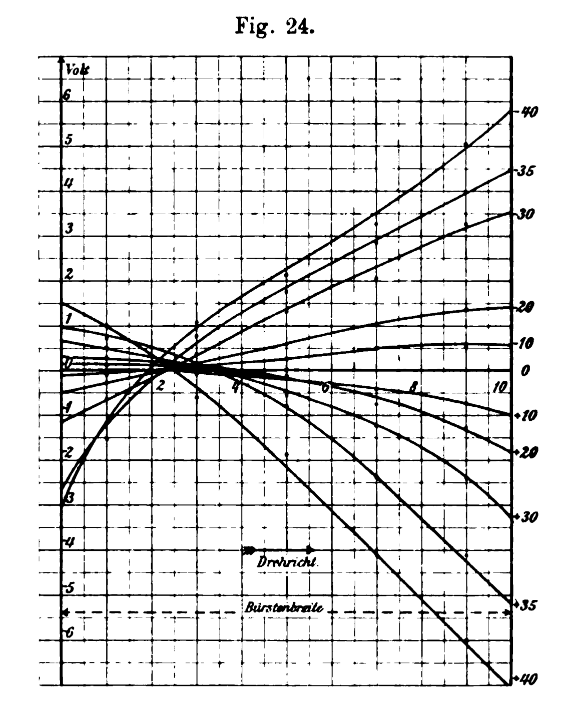


Fig. 24.

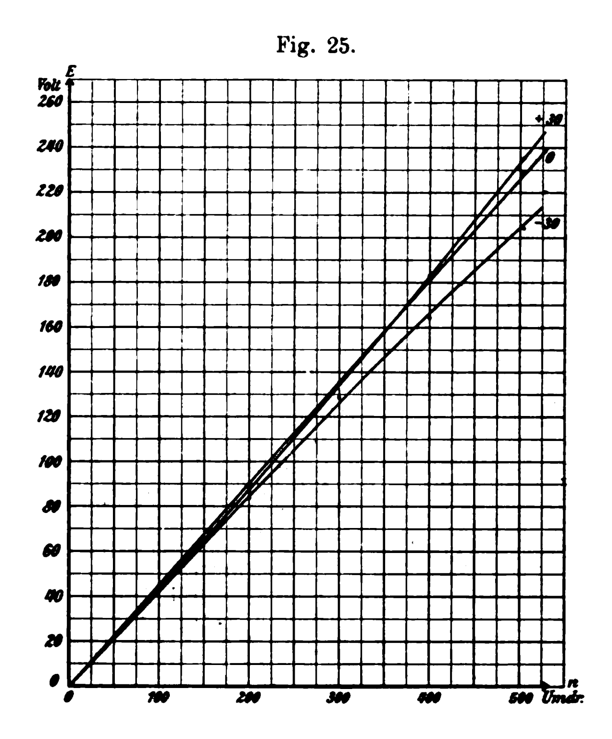


können vielmehr nur qualitativ über die Aenderung des Kurzschlussstromverlaufs und eventuell die Form desselben Aufschluss geben. Von diesem Standpunkte aus betrachtet ist aus den bei 505 n und variabler Bürstenstellung aufgenommenen Diagrammen Fig. 24, deren Zahlenwerte Tab. 3 enthält, zu ersehen, wie der Kurzschlussstrom bei

Vorwärtsverschiebung anwächst, und ebenso auch bei Rückwärtsverschiebung, jedoch jetzt im entgegengesetzten Sinne. Auf die Form dieser Kurven hier näher einzugehen, verlohnt sich nicht, da sie an dieser Stelle nur zur Illustration der Vorgänge dienen.

Aus den Kurven Fig. 22 lassen sich nun leicht weitere Kurven zeichnen, die für verschiedene, jeweils konstante Bürstenstellungen die E.M.K. als Funktion der Tourenzahl für konstante Erregung darstellen. Diese Funktion ist nur für die Nullstellung eine geradlinige,

Fig. 25.



dagegen für die + Stellungen konkav, für die — Stellungen konvex. Fig. 25 zeigt diese Kurven für die Stellungen 0, + 30 und — 30, die das Gesagte deutlich erkennen lassen; der geradlinige Verlauf in der Nullstellung beweist hierbei, dass die Foucaultströme keinen messbaren Einfluss auf das Feld ausüben.

Wenn wir nun dazu übergehen wollen, aus den Aufnahmen für einen beliebigen Punkt die Intensität der Kurzschlussströme zu berechnen, so können wir das leicht in der im theoretischen Teil angegebenen Weise bewerkstelligen. Betrachten wir z. B. die Punkte + 30 und — 30 der Kurve für 505" (Fig. 22), die als Beginn

schwacher Funkenbildung unter den Kohlen von besonderem Interesse sind:

In $+30$ ist $E_1 = 235{,}5$ Volt gemessen,
„ -30 „ $E_2 = 205{,}5$ „ „

Ohne Kurzschlussströme wäre in beiden Fällen etwa eine E.M.K. $\frac{E_1 + E_2}{2} = 220{,}5$ vorhanden, während wir in der Nullstellung 229,5 Volt haben [1]). Die durch die Kurzschlussströme hervorgerufene Aenderung der totalen Linienzahl würde diese letztere Spannung auf $229{,}5 \cdot \frac{235{,}5}{220{,}5} = 244{,}5$ V. erhöht, bezw. auf $229{,}5 \cdot \frac{205{,}5}{220{,}5} = 213{,}5$ V. erniedrigt haben. Aus der Leerlaufcharakteristik für die Nullstellung (Fig. 21) ergibt sich zu

244,5 V. $i_{e_1} = 0{,}485$ Amp.,
213,5 „ $i_{e_2} = 0{,}390$ „

Es ist

$$i_{e_1} - i_{e_2} = 0{,}095 \text{ Amp.},$$

was $0{,}095 \cdot 3250 = 309$ Ampèrewindungen entspricht.

In beiden Stellungen $+30$ und -30 wirken daher je ca. $\frac{309}{2} = 154{,}5$ Ampèrewindungen der Kurzschlussströme pro Pol.

Zur Berechnung der mittleren Kurzschlussstromstärke müssen wir nun ermitteln, wieviel Ankerspulen als dauernd im Kurzschluss zu betrachten sind. Da wir eine 6polige Serienwicklung vor uns haben, so müssen wir zu diesem Zwecke das Wickelschema in das von Arnold [2]) angegebene „reduzierte Schema“, das in diesem Falle eine 2polige Ringwicklung ist, umwandeln. Wenn man dieses ausführt, so ergibt sich, dass die Bürsten eines Poles dann im Mittel dauernd 6,6 Lamellen überdecken, was einem dauernden Kurzschluss von 66 Windungen entspricht, da wir 10 Windungen pro Ankerspule haben. Wir haben daher bei der wirklichen 6poligen Maschine mit einem dauernden Kurzschluss von 22 Windungen pro Pol zu rechnen.

---

[1]) In den betrachteten Stellungen sind daher von der totalen Linienzahl $\frac{229{,}5 - 220{,}5}{229{,}5} = 3{,}9\,\%$ ausgeschaltet. Es ist dies eine vom Verf. häufig angewandte Annäherungsmethode zur schnellen Bestimmung des Feldverlaufs in der neutralen Zone.

[2]) Die Gleichstrommaschine I, S. 46—57.



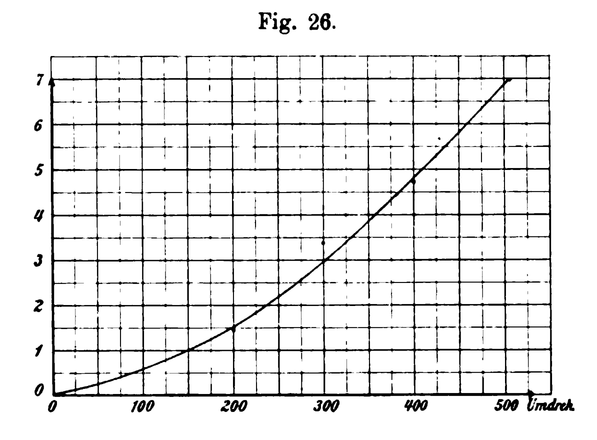
Im vorliegenden Falle beträgt daher der Mittelwert des Kurzschlussstromes etwa $\frac{154,5}{22} = 7$ Amp.

Die in Stellung $\pm$ 30 bei den verschiedenen Tourenzahlen auf diese Weise bestimmbaren Beträge des Mittelwertes der Kurzschlussstromstärke sind folgende:

für 505^{n} 7,0 Amp.
„ 400^{n} 4,7 „
„ 300^{n} 3,4 „
„ 200^{n} 1,47 „

Diese Bestimmung kann aus den früher angegebenen Gründen keinen Anspruch auf grosse Genauigkeit machen und ist hier nur an-

Fig. 26.



gewandt worden, um das wesentlich stärker als der Tourenzahl proportional vor sich gehende Anwachsen des Kurzschlussstromes zu zeigen (s. Fig. 26). Es ist dies vor allem aus der Abnahme des Kohlenübergangswiderstandes mit wachsender Stromdichte erklärlich.

Der Kurzschlussstrom in Stellung $\pm$ 30, der, in Ampèrewindungen gerechnet, 11 % der zur Erzeugung des normalen Feldes notwendigen Ampèrewindungszahl ausmacht, führte nur zu einer kaum wahrnehmbaren Funkenbildung; man kann daher annehmen, dass die Ampèrewindungen der Kurzschlussströme der Grössenordnung nach von ähnlicher Bedeutung sein werden, wenn die Maschine sich bei Belastung infolge zu sehr beschleunigter oder verzögerter Kommutierung an der Funkengrenze befindet.

Es möge gestattet sein, hinzuzufügen, dass Verfasser bei einer grösseren Zahl in vorstehender Art bei Leerlauf untersuchter Maschinen

Wirkungen der Kurzschlussströme von ähnlicher Grösse festgestellt hat und zwar nicht nur bei kleinen Maschinen mit mehreren Windungen pro Ankerspule, sondern auch bei mittleren und grossen Maschinen mit Stabwicklung und einer Windung pro Segment.

2. Versuche am leerlaufenden Motor.

Die Versuche am leerlaufenden Motor bieten geringeres Interesse, da ja die Resultate derselben nur die Konsequenzen dessen sein müssen, was bereits beim leerlaufenden Generator gefunden wurde.

Die Tourenzahl als Funktion der Bürstenstellung bei konstanter Spannung und Erregung zeigt Fig. 27 und Tab. 4.

Aus der Kurve ersieht man, dass die Tourenzahl bei Vorwärtsverschiebung abnimmt, während dieselbe bei Rückwärtsverschiebung

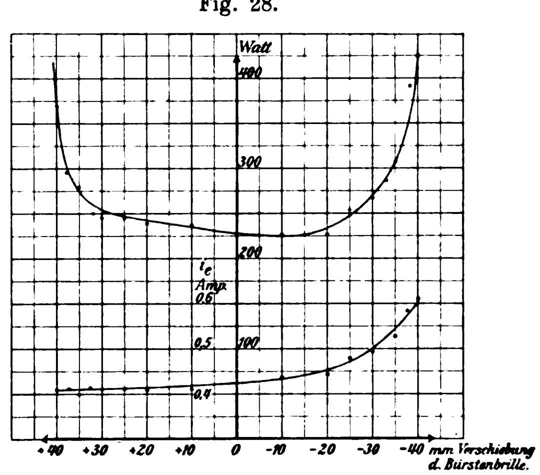
Fig. 27.

rapide steigt. Wie aus einem Vergleich mit der Generatorkurve (Fig. 22) für 505^n und einer Kontrollrechnung der infolge des Leerlaufstromes (aus der folgenden Kurve Fig. 28 zu entnehmen) entstehenden Gegenwindungen hervorgeht, ist die Form auch dieser Motorkurve fast ausschliesslich der Wirkung der Kurzschlussströme zuzuschreiben, denen gegenüber die Gegenwindungen von sehr geringer Bedeutung sind.

Des weiteren wurde die Leerlaufarbeit des Motors als Funktion der Bürstenstellung für konstante Klemmenspannung (230 V.) und Tourenzahl (505^n) aufgenommen unter gleichzeitiger Messung des hierbei nötigen Erregerstromes. Die Resultate sind aus Tab. 5 und Fig. 28 ersichtlich. Die Kurve des Erregerstromes bietet in ihrem Verlaufe nichts Neues mehr, da ihr Charakter sich bereits aus dem Verlauf der Tourenkurve Fig. 27 ergeben musste. Dagegen ist das rapide Anwachsen der Leerlaufarbeit bei Verschiebung der Bürsten, schon bevor irgendwelche Funkenbildung wahrnehmbar wird, von

Interesse. Die zusätzlichen Verluste sind teils Eisen-, teils Jouleverluste. Abgesehen von der vernachlässigbaren Feldverzerrung entstehen die zusätzlichen Eisenverluste dadurch, dass bei Verschiebung der Bürsten Kraftlinien ausgeschaltet werden und dass daher zur Konstanthaltung der Tourenzahl die totale Linienzahl und somit die Eiseninduktionen entsprechend erhöht werden müssen. Wie eine Kontrollrechnung ergibt, bilden diese zusätzlichen Eisenverluste jedoch

Fig. 28.



nur einen geringen Teil der gemessenen zusätzlichen Verluste, der weitaus grössere Teil dieser muss als Jouleverlust der Kurzschlussströme aufgefasst werden.

Die Kurve der Leerlaufarbeit zeigt, wie notwendig es ist, bei der Wirkungsgradbestimmung einer Maschine nach der Leerlaufmethode die Bürsten genau in die neutrale Linie einzustellen.

3. Versuche am belasteten Generator.

a) Mit neutraler Stellung der Bürsten.

Als normale Belastung der Maschine hat 230 V., 11 Amp., 505^{n} zu gelten. Die Erregung bei absteigender Magnetisierung beträgt hierbei 0,66 Amp. Der Einfluss der Kurzschlussströme auf das magnetische Feld, soweit wir ihn untersuchen wollen, besteht in einem Anteil derselben an der Ankerrückwirkung, den man in der bereits angegebenen Weise durch Variierung der Tourenzahl bestimmen kann. Es wurde daher hier zunächst die Ankerrückwirkung in der Null-

stellung ermittelt. Hierzu wurde die Kurve des Erregerstromes für variable Belastung (für K = 230 V., n = 505 konstant) aufgenommen, die man wohl als Regulierungskurve bezeichnet (s. Tab. 6, Fig. 29). Es wurde hierbei darauf geachtet, dass die Magnetisierung stets in einer Richtung, hier absteigend, erfolgte. Die Mehrerregung in einem beliebigen Punkte der Kurve gegenüber dem Leerlaufe setzt sich zusammen aus der reinen Ankerrückwirkung und demjenigen zusätzlichen Erregerstrom, der zur Erzeugung der E.M.K.-Erhöhung entsprechend dem Spannungsabfall in Anker und Bürsten erforderlich ist. Dieser Spannungsabfall ergibt sich nun aus dem bekannten, 2,6 Ω betragenden Anker- + Bürstenwiderstand[1]), worauf sich die entsprechende Mehrerregung aus der Leerlaufcharakteristik (Fig. 21) entnehmen lässt. Durch Subtraktion derselben von der Regulierungskurve bekommt man die reine Ankerrückwirkung, die in Fig. 29 mit eingetragen ist.

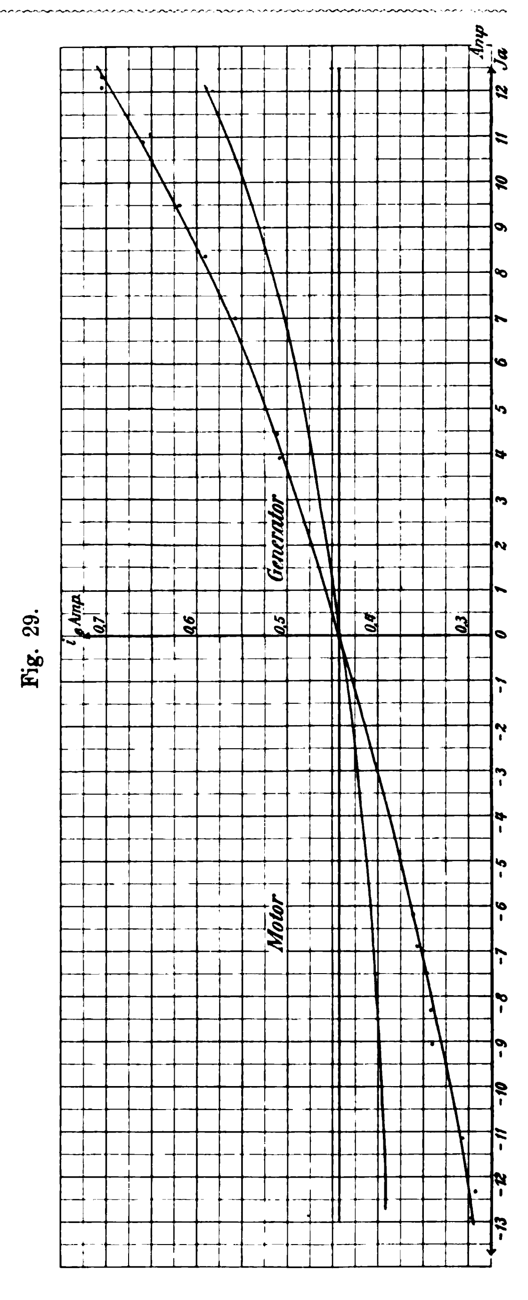


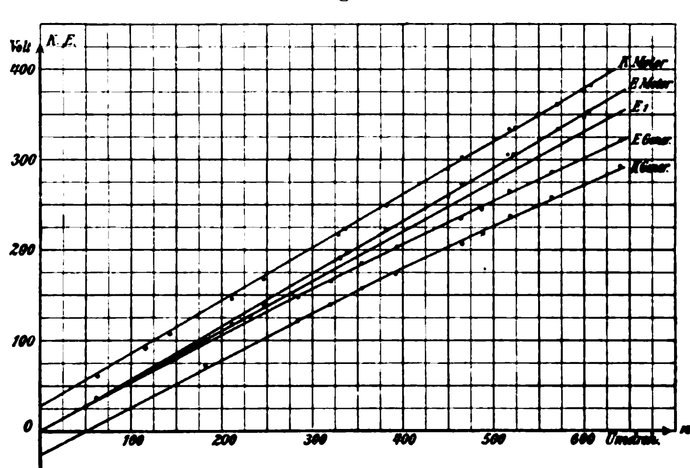
Fig. 29.

[1]) Dass der Bürstenwiderstand mit der Stromdichte variabel ist, lässt sich hier vernachlässigen, da er im vorliegenden Falle gegenüber dem Ankerwiderstand klein ist.

Für den Normalstrom 11 Amp. haben wir 0,118 Amp. reine Ankerrückwirkung, d. h. ca. 26 % der Leerlauferregung. Es ist jetzt zu untersuchen, welchen Anteil hieran die zusätzlichen Kurzschlussströme haben.

Zu diesem Zwecke wurde bei konstantem J_a und i_e die Kurve $K = f(n)$ aufgenommen (Tab. 7, Fig. 30). Wenn wir zunächst den Verlauf dieser Kurve betrachten, so fällt sofort die deutlich konvexe Krümmung ins Auge, die nach dem Früheren erwartet wurde. Durch Addition des konstanten Spannungsabfalls in Anker und Bürsten zu den Werten dieser Kurve erhält man die in gleicher Weise gekrümmte, durch den Nullpunkt verlaufende E.M.K.-Kurve. Der vertikale Ab-

Fig. 30.



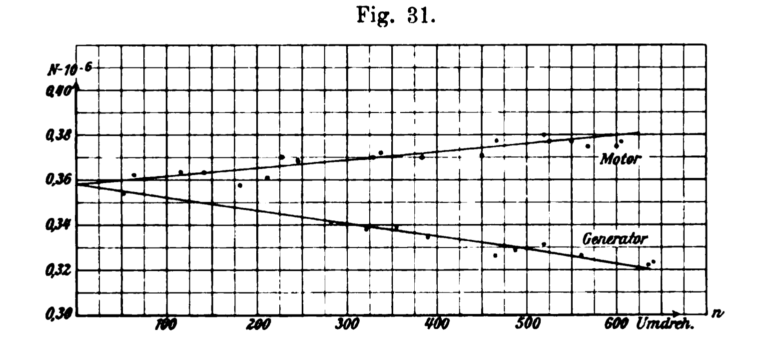
stand von der im Anfangspunkt an diese Kurve gelegten Tangente gibt, wie wir sahen, für jeden Punkt diejenige Spannung an, um die die E.M.K. unter dem Einfluss der Kurzschlussströme erniedrigt wurde. Daraus lässt sich weiter mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik der dementsprechende Erregerstrom ablesen.

Die Tangente im Nullpunkt lässt sich mit grösserer Genauigkeit zeichnen, wenn man zunächst aus den bei den verschiedenen Tourenzahlen vorhandenen E.M.K.-Werten und den Ankerwicklungsdaten die N-Kurve (Fig. 31) berechnet, wie das bereits in Tab. 7 geschehen ist. Der Schnittpunkt derselben mit der Ordinatenachse, der Wert N_1, gibt die genaue Richtung der Nullpunkttangenten. Im vorliegenden Falle geht diese bei 505^n durch den Punkt 280,0 V., während hier eine E.M.K. von $230 + 28{,}6 = 258{,}6$ V. vorhanden war. Aus der

Leerlaufcharakteristik (Fig. 21) ergibt sich nun, dass zur Erniedrigung der E.M.K. von 280,0 auf 258,6 V. eine Verringerung der Erregung um 0,105 Amp. gehört[1]). Somit haben wir festgestellt, dass im vorliegenden Falle von der 0,118 Amp. betragenden Ankerrückwirkung 0,105 Amp., d. h. fast 90 %, durch die zusätzlichen Kurzschlüssströme bedingt sind, diese entsprechen noch ca. 23 % der Leerlauferregung. Da bei neutraler Bürstenstellung keine Gegenwindungen vorhanden sind, müssen wir den Rest dem Einfluss der Querwindungen zuschreiben. Dieser ist ersichtlich sehr gering.

Wenn wir aus dem eben gemessenen Wert von 0,105 Amp. Erregerstrom, der dem Einfluss der Kurzschlussströme entspricht, wie-

Fig. 31.



derum den Mittelwert des zusätzlichen Kurzschlussstromes berechnen wollen, so ergibt sich der zu $0,105 \frac{3250}{22} = 15,5$ Amp., ein relativ sehr grosser Wert, der jedoch nur zur Bildung kleiner blauer Fünkchen unter der ablaufenden Bürstenspitze führte.

Zur Illustration der Aenderung der Intensität der Kurzschlussströme bei Aenderung der Tourenzahl wurden bei Aufnahme der Kurve Fig. 30 wieder die zugehörigen Kommutationsdiagramme und zwar für etwa 0, 100, 200, 300, 400, 500 und 600^n aufgenommen (Tab. 8 und Fig. 32). Bei 0 Umdrehungen wurde die Maschine von Hand langsam gedreht, und es zeigte sich eine über die ganze Kohle konstante Spannung von ca. 0,7 V. Bei steigender Tourenzahl sinkt die Spannung an der auflaufenden Kante sehr schnell auf negative Werte, während sie an der ablaufenden Kante mit der Tourenzahl rapide steigt. Wir

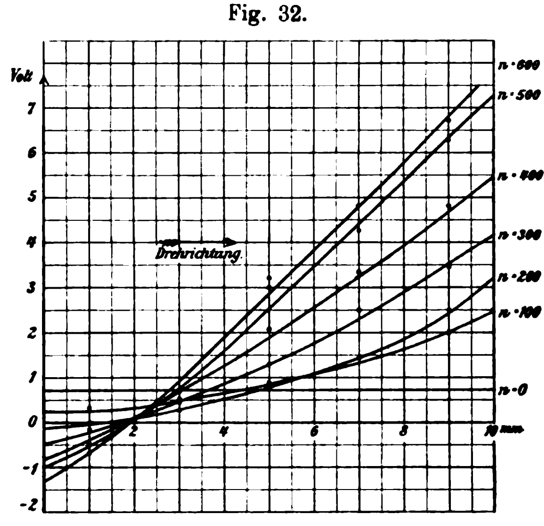
[1]) Genau genommen begeht man hier bei der Benützung der Leerlaufscharakteristik einen Fehler, da das Feld durch die Querwindungen jetzt verzerrt ist.

bekommen so in immer stärkerem Masse die charakteristische Form der verzögerten (bezw. Unter-) Kommutierung[1]), die ja bei neutraler Bürstenstellung stets vorhanden sein muss und die beim Generator, wie wir bestätigt sehen, eine Schwächung des Feldes zur Folge hat.

b) Mit vorgeschobener Stellung der Bürsten (+ 30).

Nunmehr wurden die Bürsten bei 505^n und 11 Amp. in die für die Kommutierung günstigste Stellung vorgeschoben. Als solche ergab

Fig. 32.



sich dem Augenschein nach die Stellung + 30, woselbst auch bei 25% Ueberlastung keine Funkenbildung sichtbar war.

In dieser konstanten Stellung, in der sich bei Leerlauf die erste schwache Funkenbildung zeigte, wurde nun zunächst wieder die Regulierungskurve für K = 230 V. n = 505 aufgenommen. Die Ergebnisse enthält Tab. 9 und Fig. 33.

Da man neuerdings bei fast allen Generatoren konstante Bürstenstellung zwischen Leerlauf und Vollbelastung verlangt, so wird die Regulierungskurve meist in dieser Stellung — vordere Funkengrenze für Leerlauf — aufgenommen. Da diese Kurve somit von besonderem Interesse ist, wollen wir dieselbe möglichst genau analysieren:

Die zusätzliche Erregung für 11 Amp. Ankerbelastung beträgt, wie aus der Kurve Fig. 33 zu entnehmen, 0,745 — 0,425 = 0,320 Amp.,

[1]) Siehe Arnold, Gleichstrommaschine II, S. 555.

sie ist hier natürlich wesentlich grösser, wie bei neutraler Bürstenstellung.

Bei verschobenen Bürsten setzt sich die gesamte Mehrerregung bei Belastung zusammen aus derjenigen zur Deckung des Spannungsabfalls in Anker- und Bürsten und ferner aus der reinen Ankerrückwirkung, welch letztere aus dem Einfluss der Gegenwindungen, der Kurzschlussströme und der Querwindungen besteht. Wir wollen die einzelnen Teile zu bestimmen suchen.

Der Spannungsabfall in Anker und Bürsten wurde zu 28,6 V. gemessen, was einer Erhöhung der wirksamen E.M.K. von 230 auf 258,6 V. entspricht. Hierzu ergibt sich aus der Leerlaufcharakteristik eine Mehrerregung von 0,098 Amp.

Die Gegenampèrewindungen berechnen sich aus folgenden Daten:

Verschiebung der Brille am Teilkreis 30 mm,
Segmentbreite projiziert auf den Teilkreis 8,9 mm,
Bürstenbreite projiziert auf den Teilkreis 16,8 mm,

sowie aus der Windungszahl 10 pro Ankerspule unter Berücksichtigung des geradlinigen Kurzschlussstroms unter der

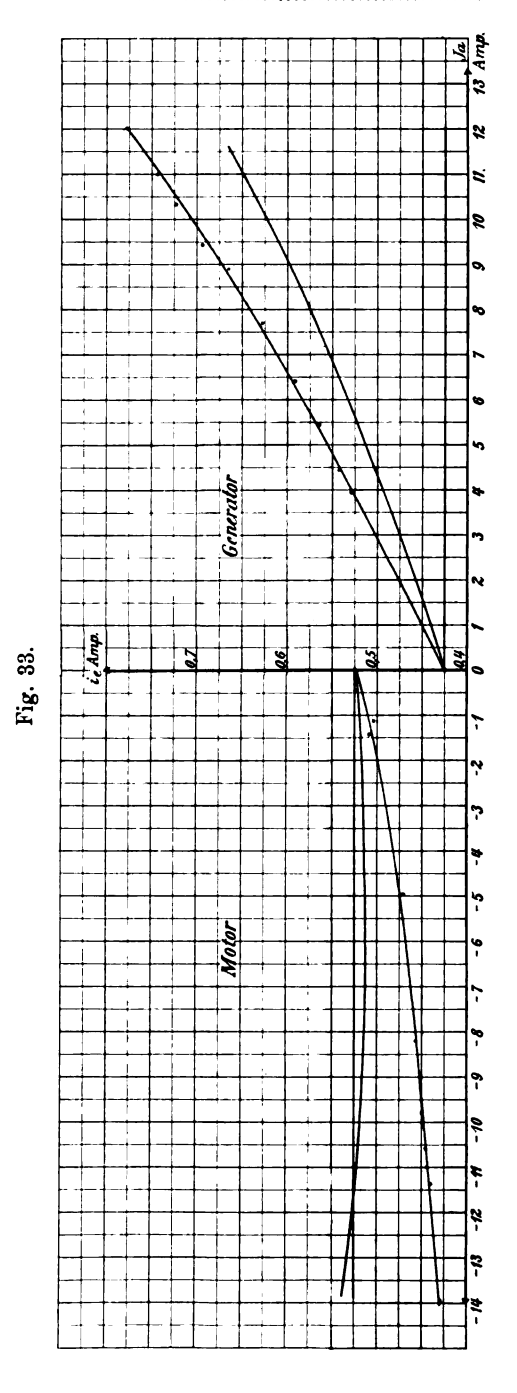


Fig. 33.

Bürste zu 319 Ampèrewindungen. Dies entspricht einer Mehrerregung von $\frac{319}{3250} = 0{,}098$ Amp.

Die Kurzschlussströme wirken hier in zweifacher Weise. Zunächst wirken sie in dem Leerlaufpunkte feldverstärkend. Sie verringern so die bei Leerlauf notwendige Erregung und lassen daher die bei Belastung notwendige Mehrerregung grösser erscheinen. Ferner wirken sie in näher zu untersuchender Weise bei Vollbelastung.

Bei Leerlauf beträgt die Verschiedenheit im Erregerstrom für 230 V. in Stellung + 30 und — 30 0,1 Amp., wie aus den Kurven

Fig. 34.

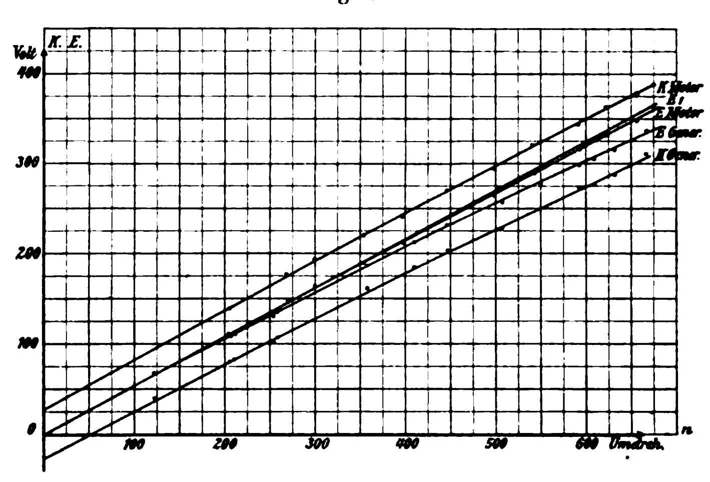


Fig. 21 zu entnehmen ist. Wir haben demnach hier 0,05 Amp. für den Einfluss der Leerlaufkurzschlussströme einzusetzen.

Der Einfluss der Kurzschlussströme bei Vollbelastung lässt sich wiederum mit ziemlicher Genauigkeit durch Aufnahme der Spannungskurve bei variabler Tourenzahl für konstante der Vollbelastung entsprechende Anker und Erregerstromstärke bestimmen. Diese Aufnahme zeigt Tab. 10 und Fig. 34. Aus der zugehörigen N-Kurve Fig. 35 ergibt sich wieder die Nullpunktstangente an die E.M.K.-Kurve.

Wir ersehen zunächst, dass diese Kurve auch jetzt, bei vorgeschobenen Bürsten, noch konvex ist, woraus sofort auf eine verzögerte Kommutierung zu schliessen ist. In der Einleitung wurde gezeigt, dass eine solche bei Generatoren auch in der der Volllast entsprechend richtig eingestellten Bürstenstellung noch vorhanden sein muss; es ist dies im vorliegenden Falle in besonders starkem Masse der Fall, wie

auch aus den gleichzeitig aufgenommenen Kommutierungsdiagrammen für ca. 200, 400 und 600^n (Tab. 11 und Fig. 36) hervorgeht, die die charakteristische Form der verzögerten Kommutierung zeigen.

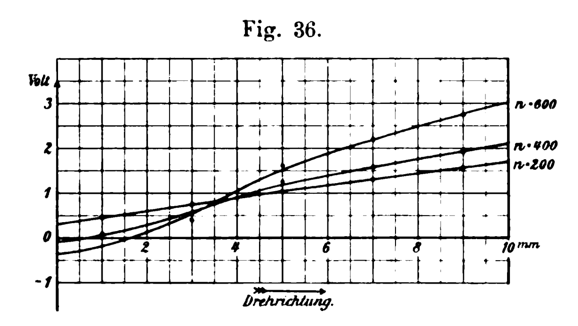
Um nun das quantitative Resultat zu ziehen, so ergaben die Kurzschlussströme, wie aus Fig. 34 zu entnehmen, bei 505^n eine Erniedri-

Fig. 35.

gung der nutzbaren E.M.K. von 274 auf 258,6 V. Nehmen wir wieder die Leerlaufcharakteristik für die Nullstellung (Fig. 21) zu Hilfe, so entspricht dieser Aenderung der E.M.K. eine Aenderung der Erregung um 0,083 Amp.

Wir haben nunmehr alle Teile der Mehrerregung für Belastung festgelegt mit Ausnahme der Querwindungen. Für den Anteil dieser

Fig. 36.



wollen wir die Differenz der gesamten gemessenen Mehrerregung und der Summe der Einzelwerte annehmen:

Es betrug

die gesamte Mehrerregung	0,320 Amp.
Es entfiel auf	
Mehrerregung wegen des Spannungsabfalls im Anker	0,098 Amp.
Gegenwindungen	0,098 „
Kurzschlussströme bei Leerlauf	0,050 „
Kurzschlussströme bei Vollbelastung	0,083 „
Summe	0,329 Amp.
Demnach verbleiben für Querwindungen	— 0,009 Amp.

Das negative Zeichen würde in diesem Zusammenhange bedeuten, dass die Querwindungen eine feldverstärkende Wirkung ausgeübt haben sollten. Man ist geneigt, die Ursache für dieses Resultat den naturgemäss relativ grossen Fehlern, die der Bestimmung solch geringer Differenzen anhaften, zuzuschreiben. Diese Fehler können zweifellos den für die Querwindungen gefundenen kleinen Wert an Grösse übertreffen. Es möge jedoch hervorgehoben werden, dass es keineswegs unmöglich, wenn nicht sogar wahrscheinlich ist, dass die Querwindungen bei konstanter vorgeschobener Bürstenstellung eine Vermehrung der wirksamen Linienzahl zur Folge haben, speziell bei Maschinen mit mittlerer Sättigung der Polschuhe und Zähne. Es wurde bereits früher von der zweifachen Wirkung der Querwindungen gesprochen, die einmal aus bekannten Ursachen eine Verringerung der totalen Linienzahl hervorrufen, die im vorliegenden Falle wohl äusserst gering ist und die zweitens eine Verzerrung bezw. Verschiebung des Feldes bewirken, durch die bei neutraler Bürstenstellung eine Anzahl von Linien unwirksam gemacht wird. Stehen jedoch die Bürsten schon bei Leerlauf genügend weit vorgeschoben, so ist bereits eine Anzahl von Linien unwirksam (hier ca. 4 % s. S. 381 Anmerk.). Bei Belastung bewirken nun die Querwindungen eine Feldverschiebung derart, dass ein mehr oder weniger grosser Teil der bei Leerlauf unwirksamen Linien wieder wirksam wird, so dass trotz geringer Verringerung der totalen eine Vermehrung der wirksamen Linienzahl möglich erscheint. Wir sind daher berechtigt, das für die Querwindungen gefundene Resultat als qualitativ richtig zu betrachten.

Ueberblicken wir nun das Ergebnis der Analyse der Ankerrückwirkung, so sehen wir, dass auch bei verschobenen Bürsten die Kurzschlussströme noch einen bedeutenden Anteil an derselben bilden. Dieser beträgt (für Leerlauf und Vollbelastung zusammengefasst) 0,133 Amp., d. h. ca. 41 % der gesamten notwendigen Mehrerregung und ca. 60 % der Ankerrückwirkung.

Wenn dieses Ergebnis bei der für diese Versuche ausgesuchten Maschine auch ein besonders drastisches ist, so erscheint nunmehr doch die Thatsache erklärlich, dass alle Methoden zur Vorausberechnung der Ankerrückwirkung, die nur die Gegen- und Querwindungen berücksichtigen, in der Praxis häufig ganz fehlerhafte Resultate ergeben, derart, dass man gezwungenermassen beim Bau von Kompoundmaschinen die Zahl der erforderlichen Serienwindungen meist erst durch Versuche an der fertigen Maschine feststellt[1]).

[1]) S. z. B. Kingbrunner, Prüfung von Gleichstrommaschinen. 1904, S. 181. S. auch Picon, Ecl. él. 1899, Bd. 18, S. 398. Potier, Ecl. él. 1899, Bd. 19.

4. Versuche am belasteten Motor.

a) Mit neutraler Stellung der Bürsten.

Die Versuche an der Maschine als Motor wurden in der Weise vorgenommen, dass die Stromrichtung im Anker und im Nebenschluss die gleiche blieb wie beim Generator und die Umdrehungsrichtung geändert wurde. Es war dies zulässig, da die Bürsten radial standen und in beiden Drehrichtungen gut anlagen.

Zunächst wurde wieder in neutraler Bürstenstellung die Regulierungskurve aufgenommen. Diese ist beim Motor ebenso wie beim Generator die Kurve des Erregerstromes als Funktion des Ankerstroms für konstante Klemmenspannung und Tourenzahl. Um einen Vergleich mit den Ergebnissen der Generatorversuche zu bekommen, wurde wieder mit K. = 230 V. n = 505 gearbeitet. Das Ergebnis zeigt Tab. 12. Die Kurve selbst ist die Fortsetzung der Generatorkurve Fig. 29 über die Ordinatenachse hinaus und ist daher, um einen leichten Vergleich zu ermöglichen, mit ihr in einem Bilde (Fig. 29) vereinigt.

Wir haben aus der Regulierungskurve zunächst wieder die Kurve der Ankerrückwirkung zu bestimmen, die gleichfalls die Fortsetzung der entsprechenden Generatorkurve sein muss, durch Addition des Betrages, um den die Erregung wegen des Spannungsabfalls im Anker zur Konstanthaltung der Tourenzahl verringert werden muss. Dieser Betrag ergibt sich mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik aus dem 2,6 Ω betragenden Anker + Bürstenwiderstand und den jeweiligen Ankerstromwerten.

Die so erhaltene Ankerrückwirkung (Fig. 29) ist, wie wir jetzt sehen, negativ, und zwar bei 11 Amp. um 0,053 Amp., d. h. der Erregerstrom kann um 0,053 Amp. verringert werden, da die Ankerrückwirkung entsprechend diesem Betrage das Feld verstärkt.

Dieses Resultat, welches mit einer nur Gegen- und Querwindungen berücksichtigenden Theorie der Ankerrückwirkung nicht in Einklang zu bringen wäre — nach dieser ist bei neutraler Bürstenstellung nur eine beim Motor und Generator gleiche feldschwächende Ankerrückwirkung, hervorgerufen durch die Querwindungen, vorhanden — war nach dem Gange unserer bisherigen Untersuchung zu erwarten. Denn wie wir im theoretischen Teil sahen, müssen die Kurzschlussströme beim Motor mit neutraler Bürstenstellung das Feld verstärken, und da wir den Einfluss dieser bei dem entsprechenden Generatorversuch bereits vielmals stärker fanden als den der Querwindungen, so hatten wir bei

diesem Motorversuch als Summe eine feldverstärkende Ankerrückwirkung zu gewärtigen.

Rückschlüsse aus einer quantitativen Verschiedenheit der hier gefundenen Resultate, von denen beim Generator erscheinen nicht zulässig, da Feldstärke und Erregerstrom in beiden Fällen verschieden waren. Daher wurde nun, um über das Verhalten der Kurzschlussströme beim Motor verglichen mit denen beim Generator generelle Aufschlüsse zu bekommen, folgender Versuch gemacht:

Es wurde bei der gleichen Anker- und Erregerstromstärke, wie früher beim Generator, nämlich $J_a = 11$ Amp., $i_e = 0{,}66$ Amp., wiederum die Klemmenspannung als Funktion der Tourenzahl aufgenommen, um hieraus die Kurven $E = f(n)$ und $N = \varphi(n)$ zu bestimmen. (Tab. 13). Zur Ermöglichung eines direkten Vergleiches sind diese Kurven wiederum mit den entsprechenden beim Generator in einem Bilde (Fig. 30 und 31) vereinigt.

Die Kurve $E = f(n)$ zeigt zunächst deutlich den zu erwartenden konkaven Verlauf. Zur genaueren Bestimmung der Nullpunktstangenten haben wir wieder den Schnittpunkt der N-Kurve mit der Ordinatenachse zu Hilfe zu nehmen. Dieser Schnittpunkt, der Wert N_1, muss aber für den Motor offenbar der gleiche sein, wie für den Generator, und es muss daher auch die gleiche Nullpunktstangente für beide E-Kurven gültig sein, von der die Generator-E.M.K. mit steigender Tourenzahl nach unten, die Motor-E.M.K. nach oben abweicht. Bei 505^n würde ohne Kurzschlussströme eine E.M.K. von 280 V. vorhanden sein müssen. Demgegenüber wurden beim Generator 258,6 V. gemessen. Der Erniedrigung (um 21,4 V.) entsprach eine Erregungsänderung um 0,105 Amp. Beim Motor wurde nun eine E.M.K. von 294 V. bestimmt und der Erhöhung von 280 auf 294 V. (um 14 V.) entspricht, wie aus der Leerlaufcharakteristik zu entnehmen, eine Mehrerregung um etwa den gleichen Betrag wie oben. Die geringere Abweichung der Motor-E.M.K.-Kurve von der Nullpunktstangente hat daher ihren Grund wohl nur in der Krümmung der Charakteristik.

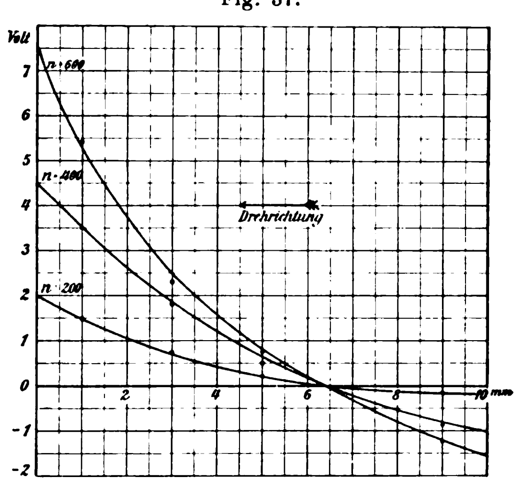
Es sei hier bemerkt, dass die Verschiedenheit in der E.M.K. beim Motor und Generator, die hier sehr gross, ca. 13%, gefunden wurde, nach Versuchen bei mehreren stark gesättigten Maschinen ca. 4 bis 5% betrug, ebenfalls in neutraler Bürstenstellung. Bei der vorliegenden Maschine war auch beim Betrieb als Motor bei 11 Amp. 505^n ebenso wie beim Generator nur eine schwache Funkenbildung unter der ablaufenden Bürstenspitze zu bemerken. Wenn bei höherer Tourenzahl die Funkenbildung stärker wurde, so zeigte sich unter

dem Einfluss der variablen Kurzschlussströme ein dauerndes Schwanken der Tourenzahl innerhalb gewisser Grenzen.

Auch hier wurden für 200, 400 und 600^n wieder die Kommutierungsdiagramme aufgenommen (Tab. 14, Fig. 37). Dieselben zeigen einen ganz ähnlichen Verlauf wie beim Generator, jedoch in entgegengesetzter Richtung.

Da nach dem Ergebnis dieser Versuche die Ampèrewindungszahlen der Kurzschlussströme beim Motor und Generator bei neutraler Bürstenstellung als entgegengesetzt und angenähert gleich betrachtet werden können, so ergibt sich hieraus eine einfache Me-

Fig. 37.



thode zur Messung derselben bei in der neutralen Linie laufenden Maschinen. Man stellt bei der gewünschten Tourenzahl, Anker- und Erregerstromstärke die E.M.K. einmal beim Betrieb als Motor und sodann als Generator fest. Aus der Leerlaufcharakteristik ergeben sich die Ampèrewindungen, die der Differenz der gefundenen E.M.K.e entsprechen und deren Hälfte der gesuchte Wert ist. Es ist ratsam, hierbei die Richtung von J_a und i_e nicht, vielmehr die Drehrichtung zu ändern, damit Gegenwindungen, die infolge ungenauer Einstellung der Bürsten vielleicht noch vorhanden sind, in beiden Fällen in gleichem Sinne auf das Feld wirken.

b) Mit zurückgeschobener Stellung der Bürsten (— 30).

Für die Versuche bei verschobenen Bürsten wurde die Brille in die gleiche Stellung gebracht, wie bei dem entsprechenden Dynamo-

versuch. Diese Stellung entspricht jetzt einer Rückwärtsverschiebung, da ja die Drehrichtung umgekehrt ist, und ist daher — 30 zu nennen.

Von Interesse ist hier zunächst wieder die Ankerrückwirkung bei 230 V. 505^n. Die Regulierungskurve (Tab. 15) ist wieder mit der entsprechenden Generatorkurve in Fig. 33 vereinigt. Aus derselben berechnen wir die Ankerrückwirkung durch Bestimmung der Erregungsdifferenz wegen der um den jeweiligen Ankerspannungsabfall verringerten E.M.K. Nach Addition dieser Beträge bleibt die Ankerrückwirkung übrig, die, wie wir sehen, so gering ist, dass sie praktisch zu vernachlässigen ist. Demgegenüber hatten wir beim Generator in der entsprechenden Bürstenstellung eine Ankerrückwirkung, die ca. 55 % der Leerlauferregung ausmachte. Dieses so verschiedene Resultat erklärt sich etwa wie folgt: Die Gegenwindungen machen auch hier 0,098 Amp. Erregung in feldschwächendem Sinne aus. Die Querwindungen dürften auch in diesem Falle von sehr geringem Einflusse sein. Dagegen lassen schon die Kurzschlussströme bei Leerlauf die Ankerrückwirkung um 0,05 Amp. kleiner erscheinen, so dass für die Kurzschlussströme bei Vollbelastung noch eine feldverstärkende Wirkung übrig bleibt; hierzu ist eine verzögerte Kommutierung erforderlich, die man bei dem schwachen Felde — die E.M.K. beträgt nur 201,4 V. gegenüber 258,6 beim Generator — auch annehmen muss.

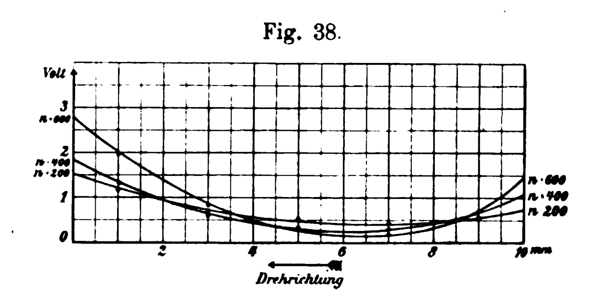
Wegen der grossen Verschiedenheit der Feldstärken und Erregerströme lässt sich aus diesem Versuch ein Vergleich der Kurzschlussströme beim Motor und Generator nicht ziehen. Hierfür ist vielmehr ein besonderer Versuch erforderlich:

Es wurden, wie früher beim Generator, $J_a = 11$, $i_e = 0{,}745$ Amp. konstant gehalten und hierbei wiederum die Klemmenspannung, die E.M.K. und die wirksame Linienzahl N als Funktionen der Tourenzahl bestimmt. Diese Aufnahme ist aus Tab. 16 ersichtlich. Die Kurven selbst sind wieder in das Bild der entsprechenden Generatorversuche (Fig. 34 und 35) mit eingezeichnet. Die N-Kurve muss natürlich wieder auf denselben Wert für $n = 0$ zustreben, wie beim Generator, so dass die beiden E.M.K.-Kurven eine gemeinsame Nullpunktstangente haben. Der Verlauf der E.M.K.-Kurve beim Motor ist hier nun besonders interessant. Dieselbe ist nämlich fast geradlinig und erst bei höheren Tourenzahlen stellt sich eine geringe Abweichung nach unten dar, sie ist nicht mehr konkav, wie bei Neutralstellung, sondern schwach konvex, im gleichen Sinne wie beim Generator. Die Kurzschlussströme schwächen daher jetzt das Feld, was beim Motor nur bei einer überwiegend beschleunigten Kommutierung möglich ist.

Während wir bei Neutralstellung eine stark verzögerte Kommutierung hatten, und während auch in dieser Stellung — 30 bei gleichen J_a und n jedoch schwächerem Felde ($i_e = 0,443$) noch eine Feldverstärkung vorhanden war, hat sich die Kommutierung jetzt unter dem Einfluss des stärkeren Feldes ($i_e = 0,745$) so geändert, dass eine geringe Feldschwächung eintritt. Diese ist allerdings noch so klein, dass die Abweichung der E.M.K.-Kurve von der Nullpunktstangente erst bei höheren Tourenzahlen beachtenswert wird.

Zur Veranschaulichung der Vorgänge sind hier die Kommutierungsdiagramme besonders interessant. Diese sind wieder bei 200, 400 und 600^n aufgenommen und aus Tab. 17 und Fig. 38 ersichtlich. Die Kurven zeigen an der ablaufenden Bürstenkante das Bild erhöhter Spannung ähnlich wie bei Neutralstellung. Die Spannung fällt nach

Fig. 38.



der Mitte zu ab bis unter den bei konstanter Stromdichte vorhandenen Wert 0,7 V., um sodann aber gegen die auflaufende Kante zu wieder beträchtlich anzusteigen. Diese Kurven zeigen demnach die charakteristische Form für beschleunigte Kommutierung am Anfang und verzögerte am Schluss des Kommutationsvorganges[1]). Der Kurzschlussstrom hat daher hier den Charakter der Fig. 13. Dabei geht aus der Thatsache, dass die Kurzschlussströme schwach feldschwächend wirken, hervor, dass die anfängliche Beschleunigung die Verzögerung am Schluss überwiegt, so dass der Mittelwert des zusätzlichen Kurzschlussstromes einer geringen Beschleunigung entspricht. In der entsprechend gleichen Bürstenstellung und bei sonst gleichen Verhältnissen stellten wir demgegenüber beim Generator noch eine stark verzögerte Kommutierung fest. Die Gründe für diesen Unterschied wurden in der Einleitung gegeben und werden durch dieses Versuchsergebnis anschaulich bestätigt, das zugleich den Beweis für die prinzipielle Verschiedenheit

[1]) Siehe Arnold, Gleichstrommaschine II, S. 555.

der Grösse der Ankerrückwirkung beim Motor und Generator erbringt, deren Ursache die zusätzlichen Kurzschlussströme bilden.

Zusammenfassung der Ergebnisse.

Wenn wir die Resultate der experimentellen Untersuchung überblicken, so sehen wir, dass sie zunächst qualitativ in allen Punkten mit denen des theoretischen Teiles übereinstimmen. Sie zeigen aber ferner, dass die hier untersuchten Einflüsse der Kurzschlussströme auf die Gesamtzahl der wirksamen Linien von keineswegs zu vernachlässigender, unter Umständen sogar die anderen Ursachen der Ankerrückwirkung weit überwiegender Bedeutung sein können. Da die Entwicklung im modernen Gleichstrommaschinenbau ferner immer mehr auf eine Verringerung des Verhältnisses $\frac{\text{Feldampèrewindungen}}{\text{Ankerampèrewindungen}}$, sowie auf ein allmählich abfallendes und daher steil durch den Nullpunkt verlaufendes Feld hinstrebt, wodurch die Kurzschlussstrom-Ampèrewindungen eine wachsende Bedeutung für die Grösse der Ankerrückwirkung gewinnen, so können diese besondere Beachtung in Theorie und Praxis beanspruchen. Die Summe ihrer Wirkungen, soweit sie den Gegenstand der Untersuchung bildeten, kann man wie folgt zusammenfassen:

Beim leerlaufenden Generator wirken die Kurzschlussströme feldschwächend, wenn man die Bürsten aus der neutralen Linie nach rückwärts verschiebt, während sie das Feld bei Verschiebung im Sinne der Drehrichtung verstärken. Daher ist bei konstanter Erregung und Tourenzahl ein stärkeres Abfallen der Spannung bei Rückwärtsverschiebung als bei Vorwärtsverschiebung aus der neutralen Linie zu beobachten. Bei letzterer ist sogar ein stetiges Ansteigen, schon bevor irgendwelche Funkenbildung an den Bürsten wahrnehmbar wird, und bis weit hinter die Funkengrenze eine sehr häufig festzustellende Erscheinung. In diesen Fällen liegt die Leerlaufcharakteristik bei vorgeschobenen Bürsten höher als bei Neutralstellung, weshalb zur Aufnahme einer richtigen Leerlaufcharakteristik die Bürsten stets geometrisch in die neutrale Linie eingestellt werden müssen. — Allgemein ist bei konstanter Erregung die E.M.K. als Funktion der Tourenzahl nur bei neutraler Bürstenstellung eine gerade Linie, dagegen bei vorgeschobenen Bürsten eine nach oben etwas konkave, bei zurückgeschobenen Bürsten eine konvexe Kurve.

Beim leerlaufenden Motor gilt sinngemäss das Gleiche wie beim

leerlaufenden Generator. Unter dem Einfluss der Kurzschlussströme steigt seine Tourenzahl bei Rückwärtsverschiebung der Bürsten wesentlich stärker als bei Vorwärtsverschiebung, bei welcher sie sogar häufig noch sinkt. Eine genaue Einstellung in die neutrale Linie, wie sie vor Aufnahme einer Leerlaufarbeit zur Vermeidung der bei verschobenen Bürsten auftretenden starken zusätzlichen Kurzschlussstromverluste erforderlich ist, kann daher im allgemeinen nicht durch Einstellen auf die minimale Tourenzahl bei Leerlauf erfolgen, sondern geschieht am besten durch Einstellung auf gleiche Tourenzahl nach beiden Drehrichtungen bei Belastung.

Beim belasteten Generator schwächen die Kurzschlussströme das Feld, solange verzögerte Kommutierung vorliegt, was bei Vollbelastung fast stets der Fall ist. Bei beschleunigter Kommutierung tritt eine Feldverstärkung ein. Der quantitative Anteil der Kurzschlussströme an der Ankerrückwirkung, bezw. an der für Vollbelastung erforderlichen Mehrerregung, kann den der Gegen- und Querwindungen beträchtlich übersteigen. Besonders bei Generatoren für unveränderliche Bürstenstellung zwischen Leerlauf und Vollbelastung ist die Mehrerregung oder die Zahl der zur Kompoundierung erforderlichen Serienwindungen in starkem Masse von den Kurzschlussströmen abhängig, da auch die bei Leerlauf in feldverstärkendem Sinne fliessenden eine Vergrösserung der Mehrerregung für Belastung zur Folge haben.

Aus der Abhängigkeit der Intensität der Kurzschlussströme von der Tourenzahl folgt, dass die Linienzahl eines Generators bei konstantem Anker- und Erregerstrom keine von der Tourenzahl unabhängige Konstante ist, sondern dass sie bei verzögerter Kommutierung mit steigender Tourenzahl fällt, bei beschleunigter dagegen steigt. Daher sind auch die E.M.K. und die Klemmenspannung keine geradlinigen Funktionen der Tourenzahlen, sondern — bei Vollbelastung meist konvex — schwach gekrümmte Kurven. Aus der Abweichung der E.M.K.-Kurve von der Proportionalität mit der Tourenzahl lässt sich mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik der Anteil der Kurzschlussströme an der Ankerrückwirkung bestimmen, wodurch eine Analyse einer gemessenen Ankerrückwirkung ermöglicht wird.

Beim belasteten Motor wirken die Kurzschlussströme entgegengesetzt wie beim Generator, indem sie bei verzögerter Kommutierung das Feld verstärken und es bei beschleunigter schwächen. Dieser prinzipielle Unterschied zwischen Motor und Generator hat eine wesentliche Verschiedenheit in der Grösse der Ankerrückwirkung beider zur Folge, die beim Motor im allgemeinen kleiner ist als beim Generator

und sogar, speziell bei neutraler Bürstenstellung, unter dem überwiegenden Einflusse der Kurzschlussströme feldverstärkend wirken kann. Die E.M.K. als Funktion der Tourenzahl für konstanten Anker- und Erregerstrom ist beim Motor bei neutraler Bürstenstellung eine konkave, bei verschobenen Bürsten eine konkave oder auch eine konvexe Kurve. Aus der Abweichung dieser Kurven von der Proportionalität lässt sich wiederum der Anteil der Kurzschlussströme an der Ankerrückwirkung bestimmen. Bei in der neutralen Linie arbeitenden Maschinen geschieht diese Bestimmung schneller durch Messung der E.M.K., die die Maschine bei gleichen Verhältnissen einmal als Motor und sodann als Generator erzeugt, worauf man aus der Differenz mit Hilfe der Leerlaufcharakteristik die entsprechenden Ampèrewindungen bestimmt. Hieraus und aus der Zahl der gleichzeitig kurzgeschlossenen Ankerspulen kann man auf den Mittelwert des zusätzlichen Kurzschlussstromes schliessen.

Da die Ampèrewindungen der Kurzschlussströme mit der Zahl der von den Bürsten überdeckten Segmente und ferner mit der Windungszahl pro Ankerspule zunehmen, so muss bei Ankern der gleichen Type, die für verschiedene Spannungen gewickelt sind, die Ankerrückwirkung bei sonst gleichen Verhältnissen bei verschiedenen Spannungen verschieden sein und bei Generatoren im allgemeinen mit der Spannung zunehmen.

Tabellen der Versuchsergebnisse.

Tabelle 1 (zu Fig. 21).

Leerlaufscharakteristik bei 505ᵘ konstant.

1. Stellung 0		2. Stellung + 30		3. Stellung — 30	
i_e	E	i_e	E	i_e	E
0,710	287,5	0,698	288,2	0,803	268,5
0,624	276,0	0,621	276,2	0,670	252,0
0,572	266,0	0,537	263,0	0,620	246,0
0,532	258,0	0,514	257,5	0,553	236,0
0,454	236,0	0,475	247,5	0,522	229,2
0,394	216,5	0,413	227,5	0,475	219,0
0,350	199,0	0,391	219,0	0,435	206,0
0,315	184,1	0,366	210,5	0,386	191,5
0,290	173,8	0,345	201,5	0,373	186,4
0,273	166,5	0,315	188,5	0,335	172,8
0,255	156,5	0,275	170,0	0,305	162,5

1. Stellung 0		2. Stellung + 30		3. Stellung — 30	
i_e	E	i_e	E	i_e	E
0,233	145,0	0,255	158,0	0,280	153,0
0,215	137,0	0,221	135,6	0,255	142,4
0,186	123,1	0,196	127,5	0,224	129,5
0,140	99,5	0,130	86,3	0,206	121,5
0	10,5	0,081	60,8	0,160	99,0
		0,070	52,9	0	10,0
		0	10,5		

Tabelle 2 (zu Fig. 22).

E.M.K. als Funktion der Bürstenstellung bei i_e = 0,435 Amp. konstant und verschiedenen Tourenzahlen.

Stellung	E	Bemerkungen
		1. 505ⁿ konstant.
0	229,5	
+ 5	230,0	
+ 10	230,0	
+ 15	230,5	
+ 20	231,5	
+ 25	232,0	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
+ 30	236,5	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
+ 35	239,0	Kleine helle Fünkchen.
+ 40	242,5	Stärkere helle Fünkchen.
— 5	228,2	
— 10	227,5	
— 15	225,2	
— 20	222,0	
— 25	211,8	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
— 30	205,5	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
— 35	195,0	Kleine helle Fünkchen.
— 40	174,5	Stärkere helle Fünkchen.
		2. 400ⁿ konstant.
0	180,5	
+ 10	180,5	
+ 20	180,5	
+ 25	181,0	
+ 30	182,2	
+ 35	183,0	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
+ 40	183,5	Kleine helle Fünkchen.

Stellung	E	Bemerkungen
— 10	179,2	
— 20	175,5	
— 25	172,7	
— 30	164.0	
— 35	157,2	
— 40	146,5	Zuweilen kleine helle Fünkchen.
— 45	129,0	Zuweilen kleine helle Fünkchen.

3. 300[n] konstant.

Stellung	E	Bemerkungen
0	134,7	
+ 10	135,0	
+ 20	134,0	
+ 30	133,3	
+ 35	133,0	
+ 40	132,8	Funkenlos.
+ 45	132,5	Helle Funken.
— 10	134,0	
— 20	131,8	
— 25	129,3	
— 30	124,7	
— 35	119,2	
— 40	110,8	
— 45	107,0	Helle Fünkchen.

4. 200[n] konstant.

Stellung	E	Bemerkungen
0	90,0	
+ 10	89,7	
+ 20	89,0	
+ 30	87,5	
+ 35	86,7	
+ 40	85,9	
+ 45	85,5	
— 10	89,6	
— 20	87,8	
— 30	85,0	
— 35	81,4	
— 40	77,9	
— 45	72,0	

Tabelle 3 (zu Fig. 24).

Kommutierungsdiagramme, $i_e = 0{,}435$, $n = 505$ konstant.

Stellung	Punkt 1	Punkt 2	Punkt 3	Punkt 4	Punkt 5	
+ 10	+ 0,1	0	— 0,15	— 0,4	— 0,72	Volt.
+ 20	+ 0,25	+ 0,1	— 0,1	— 0,77	— 1,25	"
+ 30	+ 0,5	+ 0,37	— 0,55	— 1,25	— 2,4	"
+ 35	+ 0,7	+ 0,35	— 0,8	— 2,35	— 4,1	"
+ 40	+ 1,0	— 0,6	— 1,85	— 4,1	— 6,0	"
— 10	— 0,05	+ 0,1	+ 0,27	+ 0,5	+ 0,57	"
— 20	— 0,3	+ 0,2	+ 0,6	+ 1,05	+ 1,35	"
— 30	— 0,65	+ 0,75	+ 1,3	+ 2,05	+ 3,25	"
— 35	— 1,55	+ 0,8	+ 1,75	+ 2,9	+ 4,0	"
— 40	— 1,2	+ 1,1	+ 2,2	+ 3,3	+ 5,1	"
0	0	0	0	0	— 0,1	"

Tabelle 4 (zu Fig. 27).

Motor. Tourenzahl als Funktion der Bürstenstellung bei $K = 230$ V. und $i_e = 0{,}425$ Amp. konstant.

Stellung	Volt	i_e	n
0	230	0,425	505
+ 10	230	0,425	503
+ 20	230	0,425	498
+ 30	230	0,425	485
+ 40	230	0,425	470
— 10	230	0,425	510
— 20	230	0,425	520
— 30	230	0,425	575

Tabelle 5 (zu Fig. 28).

Motor. Leerlaufsarbeit als Funktion der Bürstenstellung bei K = 230 V. und n = 505 konstant.

Stellung	K	J_a	i_e	n	Zugef. Watt	Bemerkungen
0	230	0,988	0,430	505	227	
— 10	229,7	0,983	0,435	506,5	225,5	
+ 10	230	1,032	0,412	506	237,5	
+ 20	230	1,045	0,413	504,3	240	
+ 25	230	1,067	0,412	503	245	
+ 30	230	1,072	0,411	506	246,5	Minimale Fünkchen unter der Kohle.
+ 35	230	1,215	0,40	506,5	279	Kleine helle Fünkchen. Tourenzahl schwankt.
+ 32,5	230	1,081	0,415	508	249	
+ 37,5	230	1,288	0,417	505	296	Kleine helle Fünkchen. Tourenzahl schwankt.
— 20	230	0,980	0,444	507,5	225,5	
— 30	230	1,163	0,495	506	267,5	
— 25	230	1,10	0,479	502	253	
— 35	230	1,337	0,528	507,3	307,5	Kleine Fünkchen.
— 40	230	1,85	0,605	505	425	Helle Fünkchen.
— 37,5	230	1,70	0,581	506	391	Helle Fünkchen unter der Kohle.
+ 40	230	1,61	0,408	502	370	Helle Fünkchen. n schwankt stark.

Tabelle 6 (zu Fig. 29).

Generator. Neutralstellung. Regulierungskurve. Absteigende Magnetisierung.

K	J_a	i_e	n
229	10,95	0,66	505
230,5	12,1	0,705	505
230	12,34	0,705	504
230	11,03	0,65	506,5
229,6	9,5	0,62	505,5
230	8,33	0,592	505,5
229,7	7,0	0,560	506
230	4,45	0,514	506
230	3,99	0,508	506,5

Tabelle 7 (zu Fig. 30 und 31).

Generator. Neutralstellung. $E = f(n)$ für $J_a = 11$, $i_e = 0{,}66$ Amp.

K	J_a	i_e	n	E	$N \cdot 10^{-6}$	Bemerkungen
291,5	11,15	0,66	640	320,1	$0{,}323 \cdot 10^6$	Spritzfunken.
288,5	11,05	0,66	638	317,1	$0{,}3205 \cdot 10^6$	↓
257,5	10,97	0,66	565	286,1	$0{,}3265 \cdot 10^6$	
237,5	11,05	0,66	518	266,1	$0{,}3315 \cdot 10^6$	Kleine blaue Fünkchen.
219,5	11,0	0,66	487	248,1	$0{,}329 \cdot 10^6$	
207,0	11,07	0,66	465	235,6	$0{,}3265 \cdot 10^6$	
174,8	10,85	0,66	391	203,4	$0{,}335 \cdot 10^6$	
157,8	11,05	0,66	355	186,4	$0{,}339 \cdot 10^6$	
140,0	11,0	0,66	322	168,6	$0{,}338 \cdot 10^6$	
120,7	11,0	0,66	282	149,3	$0{,}342 \cdot 10^6$	
71,3	11,02	0,66	180,5	100,0	$0{,}358 \cdot 10^6$	
0,5	11,0	0,66	ca. 53	29,1	$0{,}354 \cdot 10^6$	

Tabelle 8 (zu Fig. 32).

Generator. Neutralstellung. Kommutierungsdiagramme. $J_a = 11$, $i_e = 0{,}66$ Amp. konstant.

n	Punkt 1	Punkt 2	Punkt 3	Punkt 4	Punkt 5
ca. 100	+ 0,35	0,52	0,85	1,42	2,0
ca. 200	0	0,4	0,75	1,45	2,5
ca. 300	— 0,15	+ 0,5	1,3	2,5	3,45
ca. 400	— 0,55	+ 0,32	2,1	3,35	4,8
ca. 500	— 0,45	+ 0,55	3,0	4,25	6,2
ca. 600	— 0,7	+ 0,6	3,2	4,8	6,7

Tabelle 9 (zu Fig. 33).

Generator. Stellung + 30. Regulierungskurve.

K	J_a	i_e	n
229,9	12,02	0,778	506
229,8	10,3	0,723	504
230	9,45	0,69	504
230	8,9	0,668	504,5
230	7,63	0,63	506
230	6,4	0,592	504,5
230,2	5,45	0,565	504,5
230	4,45	0,542	504,5
230	3,99	0,530	505
230	0	0,425	505

Tabelle 10 (zu Fig. 34 und 35).

Generator. Stellung + 30. $E = f(n)$ für $J_a = 11$, $i_e = 0{,}745$ Amp.

K	J_a	i_e	n	E	$N \cdot 10^{-6}$	Bemerkungen
307,3	11,05	0,745	666,5	335,9	0,3245	Minimale Fünkchen.
288	11,05	0,745	631	316,6	0,3235	↓
276,5	11,05	0,745	610	305,1	0,3225	Funkenlos.
270,1	11,0	0,745	590	298,7	0,3265	
251,3	11,03	0,745	550	279,9	0,328	
230	11,07	0,745	506	258,6	0,3295	
203,2	11,0	0,745	446	231,8	0,335	
186	10,97	0,745	412	214,6	0,336	
160,5	10,97	0,745	359	189,3	0,340	
107,3	10,97	0,745	258	135,9	0,340	
104,7	10,97	0,745	253	133,3	0,340	
82,0	11,0	0,745	208	110,6	0,343	
84,3	10,98	0,745	212	112,9	0,343	
37,5	11,0	0,745	122	66,1	0,349 ?	

Tabelle 11 (zu Fig. 36).

Generator. Stellung + 30. Kommutierungsdiagramme. $J_a = 11$, $i_e = 0{,}745$ Amp. konstant.

n	Punkt 1	Punkt 2	Punkt 3	Punkt 4	Punkt 5
ca. 200	+ 0,45	0,7	1,02	1,3	1,55
ca. 400	+ 0,1	0,4	1,25	1,57	1,9
ca. 600	— 0,1	+ 0,4	1,6	2,2	2,75

Tabelle 12 (zu Fig. 29).

Motor. Neutralstellung. Regulierungskurve.

K	J_a	i_e	n	Bemerkungen
230	12,9	0,295	504,5	Kleine blaue Fünkchen.
230	12,3	0,294	505	↓
230	11,2	0,307	505	
230	9,04	0,341	505	Funkenlos
230	8,3	0,342	505	
230	6,9	0,357	505	
230	6,25	0,359	505	
230	0,99	0,427	505	
230	0	0,441	505	

Tabelle 13 (zu Fig. 30 und 31).

Motor. Neutralstellung. $E = f(n)$ für $J_a = 11$, $i_e = 0,66$ Amp.

K	J_a	i_e	n	E	$N \cdot 10^{-6}$	Bemerkungen
381,7	11,1	0,66	605	353,1	0,376	Stärkere helle Funken.
376	11,1	0,66	600	347,4	0,374	↓
360,2	11,0	0,66	570	331,6	0,375	
350	11,02	0,66	550	321,4	0,377	Kleine blaue Fünkchen.
335,6	11,0	0,66	525	307,0	0,377	↓
335	10,92	0,66	520	306,4	0,380	
302	11,0	0,66	467	273,4	0,377	Funkenlos
287,3	11,1	0,66	450	258,7	0,371	
250	11,0	0,66	385	221,4	0,370	
223	11,08	0,66	337	194,4	0,372	
217,7	11,0	0,66	330	189,1	0,370	
169	10,95	0,66	246	140,4	0,368	
147,5	11,1	0,66	212	118,9	0,3615	
108	11,0	0,66	141	79,4	0,363	
93,5	10,9	0,66	115	64,9	0,364	
64	10,9	0,66	63	35,4	0,362	
28,6	11,0	0,66	0	—	—	

Tabelle 14 (zu Fig. 37).

Motor. Neutralstellung. Kommutierungsdiagramme. $J_a = 11$, $i_e = 0,66$ Amp. konstant.

n	Punkt 1	Punkt 2	Punkt 3	Punkt 4	Punkt 5
ca. 200	+ 1,5	0,75	0,23	0	— 0,15
ca. 400	+ 3,5	1,85	0,5	0	— 0,9
ca. 600	+ 5,4	2,3	0,7	0	— 1,2

Tabelle 15 (zu Fig. 33).

Motor. Stellung — 30. Regulierungskurve.

K	J_a	i_e	n
229,9	13,95	0,429	506
230,5	11,3	0,442	504
230,3	10,57	0,446	507
230	9,8	0,450	505
229,9	8,35	0,459	506
230	8,2	0,458	505
230	4,95	0,471	505
230	1,43	0,512	505
230	1,15	0,505	505
230	0	0,525	505

Tabelle 16 (zu Fig. 34 und 35).

Motor. Stellung — 30. $E = f(n)$ für $J_a = 11$, $i_e = 0,745$ Amp.

K	J_a	i_e	n	E	$N \cdot 10^{-6}$
389	11,1	0,745	675,5	360,4	0,344
361,5	11,1	0,745	620,7	332,9	0,3425
377	11,05	0,745	656	348,4	0,343
344	11,0	0,745	592	315,4	0,3435
320,5	11,0	0,745	544	291,9	0,346

K	J_a	i_e	n	E	$N \cdot 10^{-6}$
297	11,1	0,745	499	268,4	0,348
271	11,08	0,745	477,5	242,4	0,3495
242	10,97	0,745	398	213,4	0,346
220,7	10,98	0,745	355	192,1	0,3495
191,2	11,0	0,745	299,5	162,6	0,350
176,2	11,0	0,745	270,5	147,6	0,3525
139,5	11,0	0,745	205	110,9	0,348
28,6	11,0	0,745	0	—	—

Tabelle 17 (zu Fig. 38).

Motor. Stellung — 30. Kommutierungsdiagramme.

n	Punkt 1	Punkt 2	Punkt 3	Punkt 4	Punkt 5
ca. 200	1,2	0,77	0,5	0,45	0,6
ca. 400	1,3	0,6	0,37	0,35	0,65
ca. 600	1,97	0,85	0,52	0,23	0,57

Verzeichnis der angewendeten Bezeichnungen.

E = E.M.K.
K = Klemmenspannung.
J_a = Ankerstrom total.
i_a = Ankerstrom pro Zweig.
i_e = Erregerstrom.
n = Tourenzahl.
N = Zahl der wirksamen Kraftlinien pro Pol.
N_1 = Zahl der wirksamen Linien pro Pol für $n = 0$ (ohne Einfluss von Kurzschlussströmen).
i_k = Kurzschlussstrom (Momentanwert).
e_s = durch Selbstinduktion in der kurzgeschlossenen Spule erzeugte E.M.K.
e_m = durch gegenseitige Induktion erzeugte E.M.K.
e = durch das äussere Feld erzeugte E.M.K.
R_s = Ohmscher Widerstand der kurzgeschlossenen Spule.
R_1 = Uebergangswiderstand an Lamelle 1.
R_2 = Uebergangswiderstand an Lamelle 2.

L_s = Koeffizient der Selbstinduktion.
M = Koeffizient der gegenseitigen Induktion.
P_1 = Potential der Lamelle 1.
P_2 = Potential der Lamelle 2.
s = Stromdichte unter der Bürste.
b_B = Breite der Bürstenfläche (tangential).
l_B = Länge der Bürstenfläche (in Richtung der Segmente).
b_1 = Teil der Breite b_B rechts vom Lamellenschnitt (Momentanwert).
β = Lamellenbreite.
T = Dauer des Kurzschlusses einer Spule.
t = seit Beginn des Kurzschlusses verflossene Zeit.
z = Zahl der Ankerwindungen in der Kommutierungszone.
a, b, c = Konstanten.
f, φ = Funktionszeichen.

Spannungserhöhung in elektrischen Netzen infolge Resonanz und freier elektrischer Schwingungen.

Von

G. P. Markovitch,

Maschinenbau-Ingenieur und Elektro-Ingenieur in St. Petersburg.

Mit 17 Abbildungen.

Zum heutigen Vortrage [1]) habe ich das Thema „Ueber die Spannungserhöhungen in elektrischen Netzen infolge der Erscheinungen der Resonanz und der freien elektrischen Schwingungen" einzig und allein aus dem Grunde gewählt, um Sie, meine Herren, aufzufordern, diesen Erscheinungen nachzuforschen, da bezüglich derselben und insbesondere betreffs der Spannungserhöhungen infolge der Erscheinungen der freien elektrischen Schwingungen in theoretischer Hinsicht noch vieles im Unklaren und sehr vieles im Dunkeln daliegt; die Elektrotechnik hat bezüglich der Klarstellung dieser Erscheinungen noch nicht das letzte Wort gesprochen.

Die Elektrotechnik hat den Erscheinungen der Resonanz und der freien elektrischen Schwingungen nicht die gebührende Beachtung geschenkt, trotzdem diese Erscheinungen für uns Elektroingenieure eine ausserordentliche Bedeutung aufweisen, da dieselben sich in den meisten Fällen als die Urheberinnen der Ausserbetriebsetzung unserer Wechselstromanlagen, wie elektrischer Beleuchtung, elektrischer Tram- und Eisenbahnen, elektrischer Kraftübertragungen etc. offenbaren.

Wie viel Unannehmlichkeiten würden den Betriebsingenieuren erspart worden sein, wie vielen Unglücksfällen hätten dieselben vorbeugen können, wenn sie genaue Kenntnisse über die elektrischen Bedingungen ihrer elektrischen Netze und Anlagen hätten, d. h. wenn überhaupt die Erscheinungen der Resonanz und der freien elektrischen Schwingungen völlig geklärt wären.

Solange wir mit niedrigen Spannungen arbeiteten, zählte auch die Ausserbetriebsetzung unserer elektrischen Wechselstromanlagen

---

[1]) Vortrag, gehalten in der Sitzung des Kaiserlichen Technischen Vereines, VI. elektrotechnische Sektion, am 14. und 21. Januar 1905 in St. Petersburg.



infolge der Durchschläge der Isolation von Kabeln und Maschinen zu seltenen Erscheinungen; wie wir aber anfingen, mit hohen Spannungen zu arbeiten, so vermehrten sich die Durchschläge der Isolationen von Kabeln und Maschinen in dem Masse, dass wir nichts mehr Aussergewöhnliches in diesen Erscheinungen vorfinden und in Ermangelung der Klarstellung dieser elektrischen Mysterien geneigt sind zu glauben, dass es so sein muss.

In den elektrotechnischen Fachzeitschriften findet sich manches Material über die Ueberspannungen in elektrischen Netzen infolge der Erscheinungen der Resonanz und der freien elektrischen Schwingungen vor, aber für uns Betriebsingenieure ist es beinahe ein Ding der Unmöglichkeit, dieses Material aufzufinden, da es eben so zerstreut in verschiedenen Zeitschriften (deutschen, französischen, amerikanischen etc.) sich vorfindet, die uns doch nicht alle zugänglich sind. Andererseits bezieht sich, was man auch in diesen Fachzeitschriften vorfindet, mehr oder weniger auf spezielle Fälle und der Autor setzt gewöhnlich voraus, dass der Leser mit solchen Erscheinungen vertraut ist, während man vergebens die elementaren Grundbegriffe über diese Erscheinungen in den Lehrbüchern der Elektrotechnik sucht.

In meinem heutigen Vortrage beehre ich mich, Ihnen, meine Herren, eine Reihe von Formeln, die grösstenteils schon von anderen Autoren [1]) abgeleitet worden sind, vorzuführen, um Ihnen klarzulegen, dass man die Erscheinungen der Resonanz und der freien elektrischen Schwingungen auf mechanische Resonanz und Schwingungen zurückführen kann, dass zwischen den elektrischen und mechanischen Schwingungen eine völlige Analogie besteht. Ich behandle die Resonanz zusammen mit den freien Schwingungen, da doch die Resonanz sich nur mit Hilfe der freien und erzwungenen Schwingungen erklären lässt.

Beginnen wir nun mit den Erscheinungen der Resonanz. Was eigentlich das Wort Resonanz selbst bedeutet, lehrt uns die Akustik, aus der wir leihweise diesen Ausdruck in die Elektrotechnik übertragen haben. In der Akustik bedeutet die Resonanz das Verschmelzen zweier Schwingungen (Töne) in eine Hauptschwingung, deren Amplitude grösser wird als jene der Einzelschwingungen, wobei die Haupt-

[1]) W. C. L. v. Schaik, Wellenlehre und Schall. Autorisierte deutsche Ausgabe von Prof. Dr. Hugo Feukner. 1902. — G. Chevrier, Étude sur les resonances dans les réseaux de distribution par courants alternatifs. 1904. — J. Bodet, Résistance, Inductance et Capacité. 1905.



schwingung verstärkt wird oder, akustisch gesprochen, die Verstärkung des Tones hervorgerufen wird. Vorläufig so viel über die Resonanz, da wir im nachstehenden auf diese Erscheinung noch zurückkommen werden.

Die Elektrotechnik definiert die elektrische Resonanz in folgender Weise. Wenn in

I. einem Stromkreise, der Selbstinduktion und Kapazität in Hintereinanderschaltung enthält, die Wirkung der Selbstinduktion durch die Wirkung der Kapazität aufgehoben wird, so sagen wir dann, dass „Resonanz der elektromotorischen Kräfte" stattfindet. Aendert sich die aufgedrückte elektromotorische Kraft an den Klemmen des Stromkreises nach dem Gesetze der Sinuse $e_k = E_k \sqrt{2} \sin \omega t$, dann kann die effektive Stromstärke durch folgende Gleichung ausgedrückt werden:

$$J = \frac{E_k}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Damit Resonanz der elektromotorischen Kräfte stattfindet, muss folgende Gleichung erfüllt werden:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C},$$

dabei nimmt gleichzeitig die Stromstärke ihren maximalen Wert J_m an und drückt sich durch die Gleichung aus:

$$J_m = \frac{E_k}{r}.$$

Wie man sieht, ist die Stromstärke gleich dem Quotienten aus der Klemmenspannung durch den Widerstand, und der Stromkreis verhält sich geradeso, als ob in demselben keine Selbstinduktion und Kapazität mehr vorhanden wären. Solche Erklärung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte findet sich in den meisten Lehrbüchern über die Elektrotechnik vor.

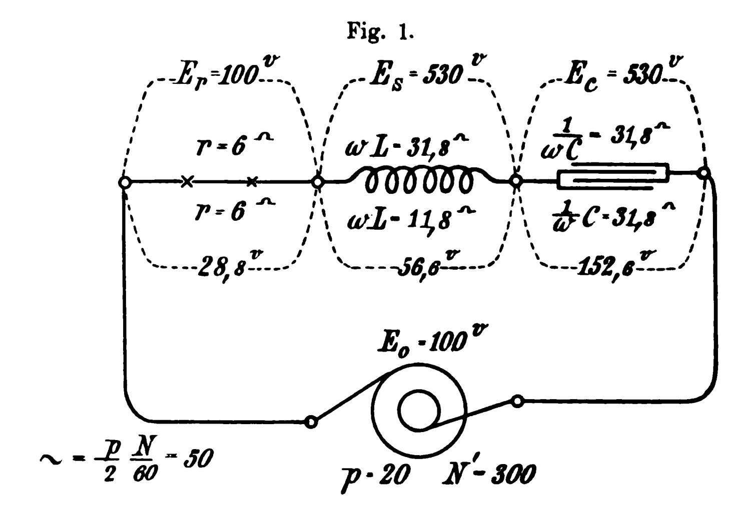
Jedoch treten bei der Resonanz der elektromotorischen Kräfte auch gleichzeitig Spannungserhöhungen in unseren elektrischen Netzen infolge der maximalen Stromstärke auf. Um diese Spannungserhöhungen augenscheinlicher zu machen, führen wir ein Beispiel vor. Setzen wir voraus, dass man in einem Stromkreise von zwei Bogenlampen zu 16 Amp. mit je 3 Ohm Widerstand eine Induktionsspule mit einem Selbstinduktionskoeffizienten von $L = 0{,}0376$ Henry und einem Konden-

sator mit einer Kapazität von C = 100 Mikrofarad hintereinander schaltet (Fig. 1). Den so zusammengesetzten Stromkreis speist eine 20polige Wechselstrommaschine, welche 300 Umdrehungen in der Minute ausführt und dabei eine elektromotorische Kraft von 100 Volt entwickelt.

Die Periodenzahl pro Sekunde ist

$$\sim = \frac{p}{2} N'' = \frac{20}{2} \cdot \frac{300}{60} = 50.$$

Fig. 1.



Der induktive Widerstand der Induktionsspule berechnet sich aus

$$\omega L = 2\pi \sim L = 314 \,.\, 0{,}0376 = 11{,}8 \text{ Ohm}.$$

Der Widerstand des Kondensators wird

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1 \,.\, 10^6}{314 \,.\, 100} = 31{,}8 \text{ Ohm}.$$

Die Impedanz des Stromkreises ist

$$Z = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{6^2 + 20^2} = 20{,}9 \text{ Ohm}$$

und der Strom, welcher den Stromkreis durchfliesst, ist gleich

$$J = \frac{E_0}{Z} = \frac{100}{20{,}9} = 4{,}8 \text{ Amp.}$$

Nun ist die Spannung an den Klemmen der zwei hintereinandergeschalteten Bogenlampen gleich

$$E_r' = J \,.\, r = 4{,}8 \,.\, 6 = 28{,}8 \text{ Volt},$$

die Klemmspannung der Induktionsspule

$$E_s' = \omega L J = 11{,}8 \,.\, 4{,}8 = 56{,}6 \text{ Volt}$$

und die Klemmspannung des Kondensators

$$E_c' = \frac{1}{\omega C} \,.\, J = 31{,}8 \,.\, 4{,}8 = 152{,}7 \text{ Volt.}$$

Regeln wir nun den Selbstinduktionskoeffizienten der Induktionsspule derart, dass der induktive Widerstand gleich dem Kapazitätswiderstande wird, d. h. dass

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = 31{,}8 \text{ Ohm,}$$

so tritt dann der Fall der Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte auf. In einem solchen Falle steigt die Stromstärke von 4,8 Amp. auf

$$J = \frac{E_0}{r} = \frac{100}{6} = 16{,}7 \text{ Amp.}$$

und demzufolge erhöhen sich die Klemmspannungen proportional der wachsenden Stromstärke und zwar

die Klemmspannung der zwei hintereinander geschalteten Bogenlampen steigt von 28,8 Volt auf

$$E_r = J \,.\, r = 16{,}7 \,.\, 6 = 100 \text{ Volt,}$$

die Klemmspannung der Induktionsspule von 56,6 Volt auf

$$E_s = \omega L J = 31{,}8 \,.\, 16{,}7 = 530 \text{ Volt}$$

und die Klemmspannung des Kondensators von 152,7 Volt auf

$$E_c = J \frac{1}{\omega C} = 16{,}7 \,.\, 31{,}8 = 530 \text{ Volt.}$$

Hätten wir die Kapazität des Stromkreises so geregelt, dass $\frac{1}{\omega C} = \omega L = 11{,}8$ Ohm wird, so hätten wir auch in dem Falle Spannungserhöhungen erhalten, und zwar wäre die Klemmspannung der Bogenlampen dieselbe, wie zuvor berechnet, gleich 100 Volt, und die Klemmspannung der Induktionsspule und des Kondensators wären in dem Falle gleich, jede zu 186,3 Volt.

Aus diesem Beispiele geht hervor, dass durch zweckmässige Regulierung des Selbstinduktionskoeffizienten oder der Kapazität eines Stromkreises Spannungserhöhungen stattfinden können, aber warum man diesen Erscheinungen den Namen der Resonanz der elektro-

motorischen Kräfte beilegt, darüber geben uns die Gleichungen des Stromes und der elektromotorischen Kräfte gar keine Auskunft, da selbe auf gar kein Verschmelzen zweier Schwingungen hinweisen, sondern im Gegenteil auf die gegenseitige Neutralisierung zweier elektromotorischen Kräfte.

Wenn man jedoch die Gleichung

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

näher betrachtet, so kann man daraus folgende Gleichung ableiten:

$$\omega^2 L C = (2\pi \backsim)^2 L C = 1$$

oder

$$\backsim = \frac{1}{2\pi \sqrt{C L}},$$

und wir kommen unwillkürlich zu der folgenden Schlussgleichung:

$$\frac{p}{2} N'' = \frac{1}{2\pi \sqrt{C L}},$$

d. h. wenn die Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte stattfindet, so vollziehen sich auch gleichzeitig die Schwingungen des Stromes entsprechend den elektrischen Konstanten C und L des Stromkreises.

Die Gleichung aber

$$\tau = \frac{1}{\backsim} = 2\pi \sqrt{C L}$$

erinnert uns an die Gleichung Lord Kelvins in der Telegraphie ohne Draht, wo τ die Schwingungsdauer einer Periode der elektromagnetischen Wellen bedeutet, die durch den Vibrator hervorgerufen werden, der eben L zum Selbstinduktionskoeffizienten und C zur Kapazität hat. Folglich, wenn der Ausdruck $\tau = 2\pi \sqrt{C L}$ in der Telegraphie ohne Draht die Dauer einer Periode der elektrischen Schwingungen des Vibratorsystemes bedeutet, so muss natürlich dieselbe Gleichung auch in unserem Falle ebenfalls die Dauer einer Periode der elektrischen Schwingungen unseres betrachteten Systems, d. h. unseres elektrischen Stromkreises bedeuten.

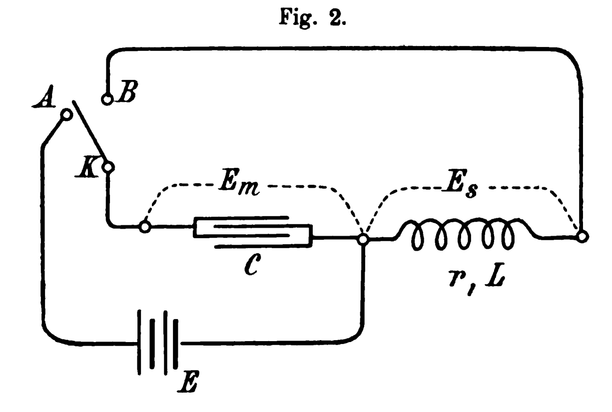
Und in der That, die Selbstinduktion und die Kapazität sind die Ursachen der sich offenbarenden elektrischen Schwingungen in unseren elektrischen Stromkreisen, wobei ganz gleichgültig ist, ob die Selbstinduktion und Kapazität in Hintereinander- oder in Parallelschaltung sich befinden, wie wir dies später sehen werden. Diese auftretenden

elektrischen Schwingungen haben ihre eigene Schwingungsperiode, welche ganz unabhängig ist von der Polzahl und der Umdrehungszahl der Wechselstrommaschine, und einzig und allein von den elektrischen Konstanten C und L der elektrischen Netze abhängen. Diese elektrischen Schwingungen mit ihrer eigenen Schwingungsperiode $\tau = 2\pi\sqrt{CL}$ bezeichnet man in der Elektrotechnik unter dem Namen der „freien elektrischen Schwingungen", die Begründung dafür werden wir weiter geben.

Versuchen wir jetzt die Gesetze für die freien elektrischen Schwingungen aufzubauen und die Gleichung der Schwingungsdauer einer Periode abzuleiten.

Betrachten wir zu diesem Zwecke einen einfachen Stromkreis (Fig. 2), der einen Kondensator von der Kapazität C und eine Induk-

Fig. 2.



tionsspule vom Widerstande r und Selbstinduktionskoeffizienten L in Hintereinanderschaltung enthält, nebst einem Kommutator K, der erlaubt, den Kondensator C auf eine konstante elektromotorische Kraft E oder denselben auf die Induktionsspule zu schliessen.

Setzen wir voraus, dass der Kommutator K sich in der Stellung A befindet, so ist einleuchtend, dass sich der Kondensator mit einer gewissen Elektrizitätsmenge laden wird. Der vollen Ladung Q des Kondensators entspricht eine gewisse Klemmspannung am Kondensator E_m (in unserem Falle ist $E_m = E$), welche gegeben ist durch die Gleichung

$$E_m = \frac{1}{C} Q.$$

Die aufgespeicherte elektrische Energie W_p, die der vollen Ladung Q entspricht, ist bestimmt durch die Gleichung:

$$W_p = \frac{1}{2} Q^2 \frac{1}{C} = \frac{1}{2} C E_m^2.$$

Verstellen wir den Kommutator in die Lage B, so ist einleuchtend, dass die Klemmspannung E_m am Kondensator in dem Falle als die wirksame elektromotorische Kraft in unserem Stromkreise KBLCK wirken wird. Der Kondensator beginnt sich zu entladen, ein Strom wird unseren Stromkreis durchfliessen und in einem gegebenen Momente t wird die Klemmspannung am Kondensator e_c sein und die Stromstärke wird die Grösse i haben.

1. Vernachlässigen wir vorläufig den Widerstand des Stromkreises, so muss für den betrachteten Moment nach dem Kirchhoffschen Gesetze folgende Gleichung bestehen:

$$e_c = L \frac{di}{dt} \qquad \ldots \ldots \ldots \quad (1)$$

Der Klemmspannung e_c entspricht eine Ladung q, welche gegeben ist durch die Gleichung

$$e_c = \frac{1}{C} q.$$

Andererseits ist die Ladung q gleich

$$q = \int_0^t i \, . \, dt,$$

woraus

$$i = -\frac{dq}{dt} \quad \text{und} \quad \frac{di}{dt} = -\frac{d^2q}{dt^2}.$$

Das Minuszeichen bedeutet, dass, wenn die Ladung abnimmt, die Stromstärke zunimmt. Dies, in die Gleichung (1) eingesetzt, ergibt:

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{1}{CL} q = 0. \qquad \ldots \ldots \quad (2)$$

Um diese Differentialgleichung zweiten Grades aufzulösen, setze man

$$\frac{dq}{dt} = x \quad \text{und} \quad \frac{d^2q}{dt} = dx,$$

so folgt:

$$\frac{dx}{dt} + \frac{1}{CL} q = 0.$$

Nun ist $dt = \frac{dq}{x}$. Dies eingesetzt, ergibt:

$$x \, . \, dx + \frac{1}{CL} q \, . \, dq = 0,$$

woraus sich durch Integration ergibt:

$$\frac{x^2}{2} = - \frac{1}{CL} \frac{q^2}{2} + A_1.$$

Diese Gleichung, mit 2 multipliziert und indem man für $2 A_1 = A^2$ setzt, ergibt

$$x = \sqrt{A^2 - \frac{1}{CL} q^2}.$$

Da aber $x = \frac{dq}{dt}$, so geht diese Gleichung über in

$$dt = \frac{dq}{\sqrt{A^2 - \frac{1}{CL} q^2}}.$$

Durch Integration erhält man:

$$t = \sqrt{CL} \, . \, \text{arc sin} \frac{1}{\sqrt{CL}} \, . \, \frac{q}{\sqrt{A}} + B.$$

Hieraus folgt, indem man die willkürliche Konstante B versetzt, durch $\sqrt{CL}$ dividiert und vom Bogen zum Sinus übergeht:

$$q = \sqrt{ACL} \sin \left[\frac{1}{\sqrt{CL}} t - \frac{1}{\sqrt{CL}} B\right].$$

Allein durch Entwicklung des Sinus erhält man:

$$q = \sqrt{ACL} \left[\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right) . \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} B\right) - \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right) . \sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} B\right)\right]$$

und hieraus, indem man die konstanten Faktoren von $\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right)$ und $\cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right)$ mit M und N bezeichnet, als gesuchtes Integral:

$$q = \mathbf{M} . \sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right) + \mathbf{N} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right).$$

Die Integrationskonstanten M und N findet man, wenn man berücksichtigt, dass zur Zeit $t = 0$, $q = Q$ und $i = 0$ sind; folglich ist $N = Q$ und $M = 0$, und die Gleichung für die Entladung q des Kondensators lautet:

$$q = Q . \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right). \quad \ldots \ldots \quad (3)$$

Ebenso kann man auch für die Stromstärke folgende Gleichung ableiten:

$$i = \frac{dq}{dt} = -\frac{Q}{\sqrt{CL}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right)$$

oder

$$\mathbf{i} = \mathbf{I} \, . \, \sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

und für die Klemmspannung des Kondensators folgt:

$$e_c = \frac{q}{C} = \frac{Q}{C} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right)$$

oder

$$e_c = E_m \, . \, \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}} t\right) . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Die Kurven, welche die Veränderungen der Stromstärke i, der Klemmspannung e_c und der Entladung q als Funktionen der Zeit darstellen, sind Sinusoiden resp. Cosinusoiden. Alle diese Grössen schwingen zwischen ihren Null- und Maximalwerten und die Anzahl der Schwingungen in 2π Sekunden drückt sich aus durch die Gleichung

$$\omega_0 = (2\pi \sim_0) = \frac{1}{\sqrt{CL}} . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

Die Schwingungsdauer einer Periode ist bestimmt durch

$$\tau = \frac{1}{\sim_0} = 2\pi\sqrt{CL} . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Aus diesen Gleichungen geht hervor, dass die Anzahl der Schwingungen pro Sekunde, sowie die Schwingungsdauer einzig und allein von den elektrischen Konstanten C und L des Stromkreises abhängen, demzufolge kann man diese elektrischen Schwingungen auch als Eigenschwingungen, als freie Schwingungen des in Betracht gezogenen elektrischen Stromkreises bezeichnen. Diese Eigenschwingungen sind vollständig charakterisiert durch die Gleichungen (3), (4) und (5).

Ist z. B. C = 1 Mikrofarad und $L = 1 \, . \, 10^{-4}$ Henry, so wird die Schwingungsdauer einer Periode gleich

$$\tau = 2\pi\sqrt{10^{-6} \, . \, 10^{-4}} = 0{,}0000628 \text{ Sekunden.}$$

Also wie man sieht, vollziehen sich diese Schwingungen sehr rasch und wir haben hier mit schnellen Schwingungen zu thun.

Multiplizieren wir die Gleichung (1) mit i . d t, so kann man schreiben:

$$e_c \, . \, i \, . \, dt - L \, . \, i \, . \, di = 0.$$

Da aber $e_c = \frac{q}{C}$ und $i\,d\,t = -\,d\,q$ ist, so folgt

$$\frac{q}{C}\,d\,q + L\,.\,i\,.\,d\,i = 0.$$

Das Integral dieser Differentialgleichung lautet:

$$\frac{1}{2}\,\frac{q^2}{C} + \frac{1}{2}\,L\,i^2 = A.$$

Die Integrationskonstante A bestimmt sich aus der Beziehung, dass zur Zeit $t = 0$, $q = Q$, d. h. $e_c = E_m$ und $i = 0$ wird, folglich

$$A = \frac{1}{2}\,\frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2}\,C\,E_m{}^2.$$

Dies eingesetzt, folgt:

$$\frac{1}{2}\,C\,E_m{}^2 = \frac{1}{2}\,C\,e_c{}^2 + \frac{1}{2}\,L\,.\,i^2. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

Diese Gleichung ist von einer besonders grossen Wichtigkeit in der Theorie der freien Schwingungen, denn sie besagt, dass die ganze elektrische Energie, aufgespeichert in potentieller Form, am Anfange der Entladung im Kondensator $W_p = \frac{1}{2}\,C\,E_m{}^2$ in einem bestimmten Momente t gleich ist der Summe aus:

$$W_c = \frac{1}{2}\,C\,e_c{}^2$$

der elektrischen Energie, welche in potentieller Form im selben Momente in dem Kondensator aufgespeichert ist, und welche bestimmt ist durch die Klemmspannung (oder der Ladung q), die im Momente t am Kondensator herrscht, und

$$W_m = \frac{1}{2}\,L\,i^2$$

der magnetischen Energie, d. h. kinetischen Energie, welche im selben Momente im magnetischen Felde (also in der Selbstinduktion des Stromkreises) vorhanden ist, und welche bestimmt ist durch die Stromstärke i, die im Momente t den Stromkreis durchfliesst.

Demzufolge muss für jeden Augenblick folgende Gleichung bestehen:

$$W_p = W_c + W_m.$$

Und da kein Energieverlust stattfindet, da wir den Widerstand des Stromkreises $r = 0$ gesetzt haben, so findet nach dem Prinzipe der Erhaltung der Energie eine beständige Umwandlung der poten-

tiellen, d. h. elektrischen Energie in die kinetische, d. h. magnetische Energie und der magnetischen Energie in die elektrische statt. Aus diesem Grunde sind auch die Schwingungen des Stromes i, der Ladung q und der Klemmspannung e_c unbestimmt, d. h. sie dauern bis ins Unendliche fort.

Wenn der Strom Null ist, so ist die ganze Energie dann potentiell und im Kondensator aufgespeichert, ist die Ladung q gleich Null, d. h. wenn der Kondensator entladen ist, dann ist die ganze Energie kinetisch und der Strom in der Induktionsspule besitzt dann seinen maximalen Wert.

Diese Vorgänge, die sich in unserem Stromkreise abspielen, kann man vergleichen mit mechanischen Schwingungen, welche entstehen, wenn man eine gespannte Feder freilässt und einen Pendel durch Anstossen in Schwingung versetzt. Wenn der Widerstand des Mediums, also der Luft, in welchem diese Schwingungen vor sich gehen, vernachlässigt wird, so würden die Schwingungen der Feder und des Pendels bis ins Unendliche fortdauern, dank der beständigen Umwandlung der potentiellen Energie in die kinetische und der kinetischen Energie in die potentielle, wie wir dies noch später sehen werden.

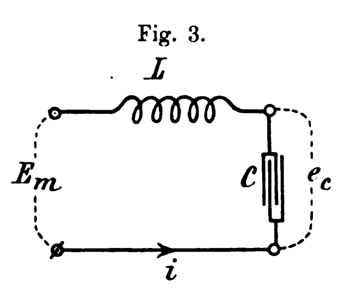
Die hier vorgeführte Theorie bezüglich eines Stromkreises, der Selbstinduktion und Kapazität in Hintereinanderschaltung enthält, findet ihre volle Anwendung für den Fall, wo man ein Speisekabel, dessen entgegengesetzte Enden isoliert sind, plötzlich auf die Sammelschienen eines Schaltbrettes schliesst.

Dass sich das Kabel in einem solchen Falle mit Elektrizität ladet, kann man sich leicht durch folgenden Versuch überzeugen. Schliesst man z. B. ein armiertes Bleikabel, welches als Speiseleitung für ein elektrisches Tramwaynetz dient und dessen andere Enden isoliert sind, auf die Sammelschienen mit einer Spannung von 600 Volt, so kann man, wenn man das Kabel wieder ausschaltet, ziemliche Schläge bekommen, indem man die Kupferleitung des Kabels berührt. Diese Schläge werden sogar bedeutend, wenn das Kabel nur einige hundert Meter Länge besitzt. Aus diesem Versuche geht hervor, dass das Kabel eine gewisse elektrische Energie aufspeichert.

Setzen wir voraus, dass wir das Kabel mit einer Kapazität C in dem Momente an die Sammelschienen anschliessen, wenn deren Klemmspannung durch ihren Maximalwert E_m durchgeht, oder nehmen wir an, dass die Klemmspannung E_m eine konstante elektromotorische

Kraft darstellt. Den Moment des Anschlusses des Kabels werden wir als Nullpunkt der Zeit, $t = 0$, bezeichnen. Sei in einem bestimmten Zeitmomente t die Klemmspannung e_c zwischen den Armaturen des Kondensators von der Kapazität C (Fig. 3), die Stromstärke i, die den Stromkreis im gleichen Momente durchfliesst, L die Selbstinduktion des Kabels, so kann man bei Vernachlässigung des Widerstandes des Kabels nach dem vorhergehenden folgende Gleichung schreiben:

Fig. 3.



$$E_m \, . \, i \, . \, dt = L \frac{di}{dt} \, . \, i \, . \, dt + e_c \, . \, i \, . \, dt, \quad (9)$$

d. h. nach dem Prinzipe der Erhaltung der Energie setzt sich die ganze, dem Kabel zugeführte elektrische Energie während der Zeit d t zusammen aus der elektrischen Energie, die im Dielektrikum des Kabels aufgespeichert, und der magnetischen Energie, die im magnetischen Felde, d. h. in der Selbstinduktion des Kabels vorhanden ist. Dividiert man diese Gleichung durch i d t, so bekommt man die nach dem Kirchhoffschen Gesetze bestehende Gleichung

$$E_m = L \frac{di}{dt} + e_c \quad \ldots\ldots\ldots \quad (10)$$

und daraus

$$e_c = E_m - L \frac{di}{dt}.$$

Das Differential dieser Gleichung wird

$$d e_c = - L \frac{d^2 i}{dt^2} dt \quad \ldots\ldots\ldots \quad (11)$$

Da aber

$$e_c = \frac{1}{C} \int i \, . \, dt \qquad \text{und} \qquad d e_c = \frac{1}{C} i \, . \, dt;$$

dies eingesetzt, folgt:

$$i = - C L \frac{d^2 i}{dt^2}$$

und mit 2 . d i multipliziert, erhält man

$$2 \, . \, i \, . \, di = - 2 C L \frac{d^2 i}{dt^2} di$$

oder

$$2 \, . \, di \, . \, \frac{d^2 i}{dt^2} = - \frac{1}{CL} \, . \, 2 \, . \, i \, . \, di.$$

Das Integral dieser Differentialgleichung lautet:

$$\left(\frac{d\,i}{d\,t}\right)^2 = -\frac{1}{CL}\,i^2 + A,$$

woraus

$$\frac{d\,i}{d\,t} = \sqrt{A - \frac{1}{CL}\,i^2} = \frac{1}{\sqrt{CL}}\sqrt{ACL - i^2}.$$

Setzt man

$$i = x\sqrt{ACL}, \quad i^2 = x^2 ACL \quad \text{und} \quad d\,i = d\,x\sqrt{ACL},$$

so folgt:

$$\frac{d\,x}{\sqrt{1 - x^2}} = \frac{1}{\sqrt{CL}}\,d\,t.$$

Durch Integration erhält man:

$$\text{arc sin } x = \frac{1}{\sqrt{CL}}\,t + B.$$

Indem man für $x = \frac{i}{\sqrt{ACL}}$ einsetzt und vom Bogen zum Sinus übergeht:

$$i = \sqrt{ACL}\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t + B\right).$$

Indem man beachtet, dass zur Zeit $t = 0$, $i = 0$, so folgt $B = 0$ und die Stromstärke drückt sich aus:

$$\mathbf{i = \sqrt{ACL}\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right)}. \quad \ldots \ldots \quad \mathbf{(12)}$$

Differenziert man diese Gleichung, so erhält man:

$$\frac{d\,i}{d\,t} = \sqrt{A}\,.\cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right) \quad \ldots \ldots \quad \mathbf{(12\,a)}$$

und

$$\frac{d^2 i}{d\,t^2} = -\sqrt{\frac{A}{CL}}\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right).$$

Dies in die Gleichung (11) eingesetzt, folgt:

$$d\,e_c = \sqrt{A\,\frac{L}{C}}\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right).$$

Diese Gleichung integriert, gibt:

$$e_c = -L\sqrt{A}\,.\cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right) + A_1.$$

Die Integrationskonstante A_1 bestimmt sich aus der Beziehung, dass zur Zeit $t = 0$, $e_c = 0$, also $A_1 = L\sqrt{A}$, folglich wird:

$$e_c = L\sqrt{A}\left[1 - \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right)\right]. \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

Setzt man jetzt die Werte für die Stromstärke i aus der Gleichung (12a) und für die Klemmspannung aus der Gleichung (13) in die Gleichung (10), so erhält man:

$$E_m = L\sqrt{A}\cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right) + L\sqrt{A}\left[1 - \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right)\right].$$

Die Integrationskonstante A berechnet sich aus der Beziehung, dass zur Zeit $t = 0$, $E_m = L\sqrt{A}$, also

$$\sqrt{A} = \frac{E_m}{L}$$

ist. Dies in die Gleichungen (12) und (13) eingesetzt, ergibt:

$$i = E_m\sqrt{\frac{C}{L}}\,.\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (14)$$

und

$$e_c = E_m\left[1 - \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\,t\right)\right]. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (15)$$

Die maximale Stromstärke ist gleich

$$I_0 = E_m\sqrt{\frac{C}{L}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (16)$$

und die maximale Klemmspannung am Kondensator

$$E_c = 2\,E_m. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (17)$$

Aus diesen Gleichungen geht hervor, dass die Aenderungen der Stromstärke und der Klemmspannung sich nach dem Gesetze der Sinuse resp. Cosinuse vollziehen. Die Stromstärke schwingt zwischen ihren Null- und Maximalwerten und die Anzahl dieser Schwingungen in 2π Sekunden ist

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}}.$$

Wir erhalten in diesem Falle für die Schwingungszahl dieselbe Grösse, die wir im vorigen Abschnitt abgeleitet haben, demnach treten beim plötzlichen Einschalten von Speiseleitungen freie elektrische Schwingungen auf.

Die grösste Spannung, welcher das Dielektrikum unserer Kabel bei dessen plötzlichem Einschalten, wenn deren Enden isoliert sind, unterworfen ist, kann im ungünstigsten Falle die Grenze der zweifachen Betriebsspannung erreichen, selbst dann, wenn der Widerstand des Kabels vernachlässigt wird.

Da aber kein Stromkreis ohne Widerstand denkbar ist, so

2. **Betrachten wir jetzt den Fall, wo der Widerstand r in Rechnung genommen wird** und sehen uns nun um, welche Rolle der Widerstand bei der Entladung des Kondensators spielt. Bezeichnet wie früher i den zur Zeit t durch den Stromkreis fliessenden Strom, e_c die Klemmspannung des Kondensators, welcher die Ladung q entspricht, so muss nach dem Gesetze von Kirchhoff folgende Gleichung bestehen:

$$e_c = i r + L \frac{di}{dt} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (1)$$

Da aber

$$e_c = \frac{q}{C}, \quad i = -\frac{dq}{dt} \quad \text{und} \quad \frac{di}{dt} = -\frac{d^2q}{dt^2},$$

so folgt:

$$\frac{q}{C} = -r\frac{dq}{dt} - L\frac{d^2q}{dt^2},$$

von wo

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{r}{L}\frac{dq}{dt} + \frac{1}{CL} q = 0. \quad \ldots \ldots \quad (2)$$

Setzt man

$$q = e^{xt}, \quad \frac{dq}{dt} = x \cdot e^{xt}, \quad \text{und} \quad \frac{d^2q}{dt^2} = x^2 e^{xt},$$

so kann man auch schreiben:

$$x^2 + \frac{r}{L}x + \frac{1}{CL} = 0.$$

Die Wurzeln dieser quadratischen Gleichung sind:

$$x_1 = -\frac{r}{2L} + \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

und

$$x_2 = -\frac{r}{2L} - \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}.$$

Das allgemeine Integral der Differentialgleichung zweiten Grades (2) wird der Form nach sein:

$$q = A \cdot e^{x_1 t} + B \cdot e^{x_2 t}$$

oder, indem man für x_1 und x_2 die Werte einsetzt:

$$q = e^{-\frac{r}{2L}t}\left[A \,.\, e^{\sqrt{\frac{r^2}{4L^2}-\frac{1}{CL}}} + B \,.\, e^{-\sqrt{\frac{r^2}{4L^2}-\frac{1}{CL}}}\right].$$

Je nachdem die Grösse

$$\sqrt{\frac{r^2}{4L^2}-\frac{1}{CL}} = \frac{1}{2L}\sqrt{r^2-\frac{4L}{C}}$$

positiv oder negativ sein wird, erhalten wir reelle oder imaginäre Wurzeln, d. h. ist $r \geqq \sqrt{\frac{4L}{C}}$, so sind die Wurzeln reell, und ist $r < \sqrt{\frac{4L}{C}}$, so sind die Wurzeln imaginär.

Von grösstem Interesse ist der Fall, wo

1. $r < \sqrt{\frac{4L}{C}}$, d. h. wo die Wurzeln imaginär sind, welche Bedingung gewöhnlich in der Praxis für unsere elektrischen Netze erfüllt ist. In diesem Falle kann die Entladung durch folgende Gleichung ausgedrückt werden:

$$q = Q \,.\, e^{-\frac{r}{2L}t}\left[\cos\left(\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}\,t\right) + \frac{r}{2L\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}}\sin\left(\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}\,t\right)\right].$$

Man kann diese Gleichung noch auf folgende Form bringen:

$$q = Q_0 \,.\, e^{-\frac{r}{2L}t}\cos\left[\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}\,.\,t-\delta\right], \quad . \quad . \qquad (3)$$

wo

$$Q_0 = Q\sqrt{1+\frac{r^2C}{4L-r^2C}} \quad \text{und} \quad \operatorname{tg}\delta = \frac{r}{2L\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}}.$$

Die Klemmspannung am Kondensator kann ausgedrückt werden durch

$$e_c = \frac{q}{C} = \frac{Q}{C}\sqrt{\frac{4L}{4L-r^2C}} \,.\, e^{-\frac{r}{2L}t}\cos\left[\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}\,t-\delta\right]$$

oder durch

$$e_c = E_m \,.\, e^{-\frac{r}{2L}t}\cos\left[\sqrt{\frac{1}{CL}-\frac{r^2}{4L^2}}\,t-\delta\right] \quad . \qquad (4)$$

und die Stromstärke i durch

$$i = \frac{Q}{CL\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}} e^{-\frac{r}{2L}t} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\, t\right)$$

oder auch

$$\mathbf{i = I_0 \,.\, e^{-\frac{r}{2L}t} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\, t\right)} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Also auch im vorliegenden Falle, wo man den Widerstand des Stromkreises in Rechnung nimmt, für welchen die Bedingung $r < \sqrt{\frac{4L}{C}}$ erfüllt ist, sind Stromstärke, Klemmspannung und Entladung oszillierend, die Veränderungen dieser Grössen erfolgen wieder nach dem Sinus- resp. Cosinusgesetze. Da aber die Amplituden im gegebenen Falle Funktionen der Zeit sind, so erlöschen diese Schwingungen umso rascher, je grösser der Exponent $\frac{r}{2L}$ ist. Dieser Exponent trägt den Namen des Dämpfungsfaktors, der ein Mass für das Hinschwinden der Amplituden ergibt. Der Faktor $e^{-\frac{r}{2L}t}$, wo e die Basis der Nepperschen Logarithmen darstellt, ist das Dekrement dieser Oszillationen.

Die Anzahl der Schwingungen in 2π Sekunden ist gegeben durch

$$\omega_0 = (2\pi \sim_0) = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

und die Schwingungsdauer einer Periode wird:

$$\tau = \frac{1}{\sim_0} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

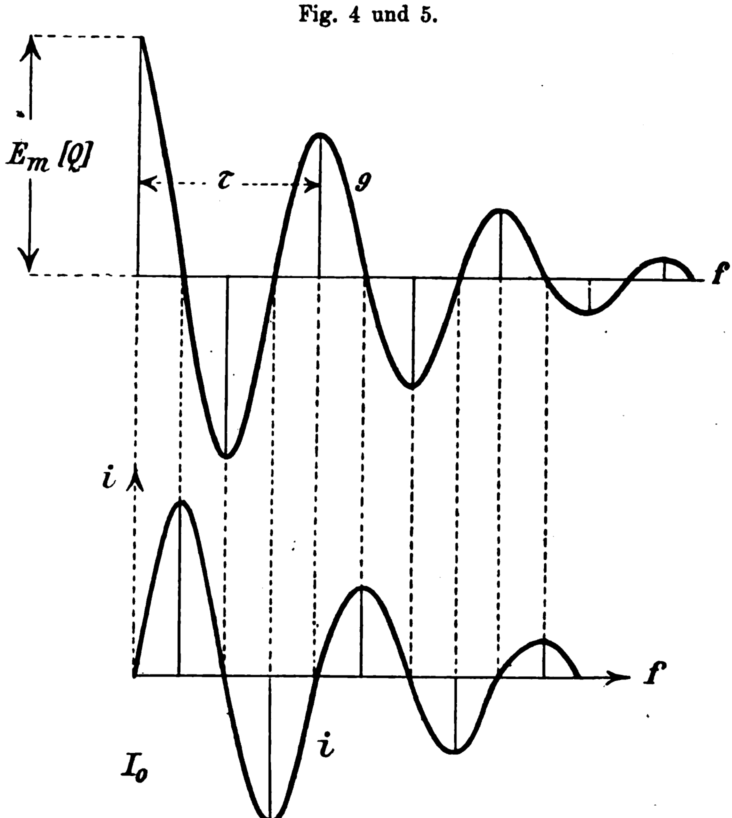
Wie man sieht, hängen sie einzig und allein von den elektrischen Konstanten des Stromkreises ab.

Fig. 4 stellt graphisch den Verlauf der Spannung an den Klemmen des Kondensators oder in einem entsprechenden Massstabe auch die Entladung des Kondensators dar. Die Schwingung beginnt mit der grössten Amplitude, für $t = 0$ ist $e_c = E_m$ oder $q = Q_0$, welche sich bei weiteren Schwingungen verkleinert und zu Null strebt. Die verschiedenen Maxima und Minima treten auf zu den Zeiten $t = 0, \frac{\tau}{2}, \frac{2\tau}{2},$

$\frac{3\tau}{2}$, $\frac{4\tau}{2}$ . . ., wobei die entsprechenden Amplituden sich ausdrücken durch $+E_m$, $-E_m\, e^{-\frac{r}{2L}\frac{\tau}{2}}$, $+E_m \cdot e^{-\frac{r}{2L}\frac{2\tau}{2}}$, $-E_m\, e^{-\frac{r}{2L}\frac{3\tau}{2}}$ . . .

Was nun die Stromstärke i anbelangt, so schwingt dieselbe auch zwischen den Nullwerten (für $t = 0$ ist $i = 0$) und den Maximalwerten,

Fig. 4 und 5.



die sich stets vermindern und zu Null streben, wie dies die Fig. 5 veranschaulicht.

Dass in Wirklichkeit bei diesem oszillierenden Entladungsvorgange freie elektrische Schwingungen auftreten, davon kann man sich einfach durch folgenden Versuch überzeugen. Durch zweckmässige Veränderungen der elektrischen Konstanten des Stromkreises r, C und L kann man erzielen, dass die auftretenden freien Schwingungen das umgebende Medium, also die Luft, in solche Vibrationen versetzen, dass dieselben unserem Gehörorgan zugänglich werden; die Spule gibt dann einen

Ton, dessen Höhe man nach Belieben regulieren (verändern) kann. Durch solches Vorgehen hat Lodge eine ganze Reihe von Skalen elektrischer Schwingungen aufgestellt, deren Schwingungsdauer vom einhundertmillionsten Teile bis zum fünfhundertsten Teile einer Sekunde variierte. Die selbstsprechende Bogenlampe beruht ebenfalls auf demselben Prinzipe.

Um sich die Vorgänge dieser freien Schwingungen mit Dämpfung zu erklären, genügt es, sich zu vergegenwärtigen, dass das Dielektrikum des geladenen Kondensators sich in einer Zwangslage, sozusagen in einem gespannten Zustande befindet, den man mit dem Zustande einer gespannten Feder vergleichen kann. Wenn die wirkende Kraft, welche diese Spannungen hervorruft, zu wirken aufhört, so kehrt das Dielektrikum gleich wie die losgelassene gespannte Feder in die Gleichgewichtslage zurück, nachdem sie eine Anzahl von Oszillationen ausgeführt haben.

Die Schwingungen eines materiellen Punktes oder der losgelassenen gespannten Feder vollziehen sich infolge der Trägheit, d. h. der Masse des materiellen Punktes und der wirkenden Kraft (der Spannkraft), welche den materiellen Punkt aus der Gleichgewichtslage gebracht hat. Ist die auf den materiellen Punkt wirkende Kraft f proportional dem Abstande u (der Ablenkung) von der Gleichgewichtslage, also $f = k \cdot u$, so ist die aufgewendete Energie während der Zeit dt, für welche der materielle Punkt den Abstand du zurückgelegt hat, gleich

$$dW_p = f \cdot du = k \cdot u \cdot du.$$

Folglich wird die verausgabte Energie für den Abstand U_0 gleich sein:

$$W_p = \int_0^U dW_p = \frac{1}{2} k U_0^2.$$

Also um den materiellen Punkt (oder die Feder) aus der Gleichgewichtslage in die Lage U_0 zu bringen, muss die Energie $\frac{1}{2} k U_0^2$ verausgabt werden, folglich muss nach dem Prinzipe der Erhaltung der Energie dieselbe Energiemenge $W_p = \frac{1}{2} k U_0^2$ in potentieller Form im materiellen Punkte in der Lage U_0 aufgespeichert sein. Wenn wir jetzt den materiellen Punkt in der Lage U_0 von der wirkenden Kraft befreien, so strebt der materielle Punkt in seine Gleichgewichtslage zurück und in einem gegebenen Zeitpunkte t wird sich der-

selbe in der Lage u befinden, wobei der Zeitpunkt $t = 0$ für die Lage U_0 gezählt wird. Die potentielle Energie des materiellen Punktes in der Lage u muss natürlich nach vorhergehendem gleich sein:

$$W_c = \frac{1}{2} k u^2.$$

Da aber der materielle Punkt in der Lage u eine gewisse Geschwindigkeit v infolge der Trägheit, d. h. infolge seiner Masse m erworben hat, so muss die kinetische Energie des materiellen Punktes in der Lage u gleich sein:

$$W_m = \frac{1}{2} m \cdot v^2.$$

Schliesslich muss auch ein gewisser Teil der Energie aufgewendet werden, um den Widerstand des Mediums zu überwinden, in welchem sich diese Schwingungen vollführen, und welches die Schwingungen des materiellen Punktes dämpft. Ist der Widerstand r des Mediums proportional der Geschwindigkeit $v = \frac{du}{dt}$, also die Kraft, die den Widerstand überwindet, proportional der Grösse $r \frac{du}{dt}$, so ist die aufgewendete Energie für Ueberwindung des Widerstandes des Mediums aus der Lage U_0 bis in die Lage u gleich

$$W_r = \int_0^u r \frac{du}{dt} \cdot du.$$

Folglich muss nach dem Prinzipe der Erhaltung der Energie für den betreffenden Augenblick t folgende Gleichung bestehen:

$$W_p = W_c + W_m + W_r,$$

oder auch

$$\frac{1}{2} k U_0^2 = \frac{1}{2} k u^2 + \frac{1}{2} m v^2 + \int_0^u r \frac{du}{dt} \cdot du \quad . \quad . \quad (1)$$

Genau dieselbe Gleichung können wir auch für die Bilanz der Energien für unseren elektrischen Stromkreis aufstellen. Multiplizieren wir unsere Grundgleichung (1) S. 426 mit $i \cdot dt$, so kann man schreiben:

$$e_c \cdot i \cdot dt = L i \cdot di + i^2 r dt.$$

Da aber $e_c = \frac{q}{C}$ und $i \cdot dt = - dq$ ist, so folgt:

$$\frac{q}{C} dq + L i\, di + i^2 r dt = 0.$$

Durch Integration erhält man:

$$\frac{1}{2}\frac{q^2}{C} + \frac{1}{2} L i^2 + \int_0^t i^2 r \, dt = A.$$

Die Konstante A ergibt sich aus der Beziehung, dass zur Zeit $t = 0$, $i = 0$ und $q = Q$, also auch $e_c = E_m$ wird, folglich ist:

$$A = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} C E_m^2.$$

Dies eingesetzt, gibt:

$$\frac{1}{2} C E_m^2 = \frac{1}{2} C . e_c^2 + \frac{1}{2} L i^2 + \int_0^t i^2 r . dt \quad . \quad . \quad (2)$$

Wenn man die Gleichung (1) mit der Gleichung (2) vergleicht, so sieht man, dass die elektrische Energie $\frac{1}{2} C E_m^2$ aufgespeichert in potentieller Form in dem vollgeladenen Kondensator, oder auch, dass die potentielle Energie $\frac{1}{2} k U_0^2$ aufgespeichert im materiellen Punkte (oder in der gespannten Feder) in der Lage U_0 in einem gegebenen Zeitpunkte t gleich ist der Summe aus folgenden Energien, und zwar:

1. $\frac{1}{2} C e_c^2$ der elektrischen Energie aufgespeichert in potentieller Form in dem Kondensator im betreffenden Zeitmomente t oder der potentiellen Energie $\frac{1}{2} k u^2$ aufgespeichert in dem materiellen Punkte in der Lage u;

2. $\frac{1}{2} L i^2$ der magnetischen, d. h. kinetischen Energie, vorhanden in dem magnetischen Felde des Stromkreises zur Zeit t, oder der kinetischen Energie $\frac{1}{2} m v^2$ erworben infolge der Trägheit des materiellen Punktes in der Lage u;

3. $\int i^2 r dt$ der verbrauchten Energie zur Ueberwindung des Widerstandes des Stromkreises oder der ausgegebenen Energie zur Ueberwindung des Mediums $\int r \frac{du}{dt} du$, in welchem sich die obgenannten Schwingungen vollziehen.

Aus der Gleichung (2) kann man ableiten:

$$\frac{1}{2} C E_m^2 = \int_0^\infty i^2 . r . dt,$$

d. h. dass die ganze potentielle Energie des vollgeladenen Kondensators schliesslich in Wärme übergeführt wird.

Indem man die Gleichung (1) differenziert, kann man folgende Gleichung ableiten:

$$\frac{d^2 u}{d t^2} + \frac{r}{m} \frac{du}{dt} + \frac{k}{m} u = 0.$$

Für $r < 4 km$ wird das Integral dieser Differentialgleichung zweiten Grades lauten:

$$u = U_0 . e^{-\frac{r}{2m} t} \cos \left(\sqrt{\frac{k}{m} - \frac{r^2}{4 m^2}} - \delta \right).$$

Aus den vorgeführten Gleichungen geht hervor, dass die elektrischen Schwingungen genau denselben Gesetzen unterworfen sind, wie die mechanischen Schwingungen. Die mechanischen Schwingungen vollziehen sich infolge der proportional der Ablenkung wirkenden Kraft $k u$ und die elektrischen infolge der Wirkung der Spannung an den Klemmen des Kondensators. Diese beiden Kräfte sind bestrebt, die potentielle Energie des Systems zu vernichten und das System in seine Gleichgewichtslage überzuführen. Die mechanischen Schwingungen sind charakterisiert durch den Abstand u von der Gleichgewichtslage und die elektrischen durch den Ladungszustand q oder die Klemmspannung des Kondensators. Die Veränderung der Ablenkung du in dem Zeitintervalle dt gibt die Geschwindigkeit des schwingenden Körpers an, und die Veränderung der Ladung dq im gleichen Zeitintervalle dt gibt die Stromstärke an, die den Stromkreis im gleichen Momente durchfliesst. Der mechanischen Trägheit, definiert durch die Masse m, entspricht die elektrische Trägheit, definiert durch den Selbstinduktionskoeffizienten L. Schliesslich bedeutet r in beiden Fällen den Widerstand des Mediums, welches die ganze aufgespeicherte Energie verzehrt.

Wenn im vorliegenden Falle der Widerstand des Mediums vernachlässigt wird, so muss für die mechanischen Schwingungen folgende Gleichung bestehen:

$$\frac{1}{2} k U_0^2 = \frac{1}{2} k u^2 + \frac{1}{2} m v^2$$

und für die elektrischen Schwingungen:

$$\frac{1}{2} C E_m{}^2 = \frac{1}{2} C e_c{}^2 + \frac{1}{2} L i^2.$$

Dies ist dieselbe Gleichung, die wir auf S. 421 abgeleitet haben und wir sehen aus diesen Gleichungen, dass sowohl die mechanischen als auch die elektrischen freien Schwingungen bis ins Unendliche sich fortsetzen würden infolge der stetigen Umwandlung der elektrischen, d. h. potentiellen Energie in die magnetische, d. h. kinetische und umgekehrt der kinetischen in die potentielle, wie wir dies schon früher erwähnt haben.

Die hier entwickelten Gleichungen sind von vorwiegend theoretischem Interesse, denn sie erlauben uns die grösstmögliche Spannung, die überhaupt in unserem Stromkreise infolge der Erscheinungen der freien elektrischen Schwingungen auftreten kann, zu berechnen. Sind uns die Grössen e_c und i in einem gegebenen Zeitpunkte t bekannt, so berechnet sich die grösste mögliche auftretende Spannung einfach aus der Gleichung:

$$E_m = \sqrt{\frac{2}{C}\left[\frac{1}{2} C e_c{}^2 + \frac{1}{2} L i^2\right]},$$

die man auch schreiben kann:

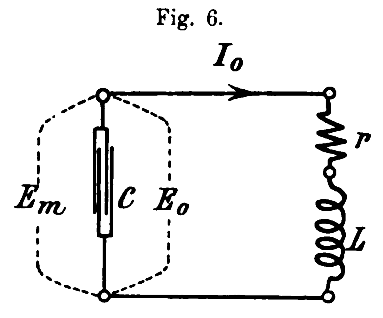
$$E_m = \sqrt{e_c{}^2 + \frac{L}{C} i^2}.$$

Die hier vorgeführte Theorie über die freien elektrischen Schwingungen mit Dämpfung findet volle Anwendung für den Fall, wo man einen Stromkreis mit Abnehmern abschaltet.

Denken wir uns, dass die Induktionsspule mit dem Widerstande r und dem Induktionskoeffizienten L die Abnehmer (z. B. Transformatoren, Motoren, Lampen etc.) und der Kondensator mit der Kapazität C die Kapazität der Leitung (der Kabel und aller möglichen Abnehmer) darstellt (Fig. 6). Setzen wir voraus, dass im Augenblicke des Ausschaltens des so gebildeten Stromkreises die Spannung an den Klemmen desselben E_0 und I_0 der Strom sei, der im betrachteten Augenblicke durch den Stromkreis fliesst, so ist einleuchtend, dass in dem Augenblicke des Abschaltens nach dem Vorangeführten eine gewisse Energie in dem abgeschalteten Stromkreise aufgespeichert sein muss und zwar

die elektrische Energie $\frac{1}{2} C E_0^2$ aufgespeichert in potentieller Form in dem Dielektrikum des Stromkreises und die magnetische Energie, d. h. die kinetische $\frac{1}{2} L I_0^2$, vorhanden in dem magnetischen Felde (der Selbstinduktion) des Stromkreises. Gemäss den Gesetzen der mechanischen Schwingungen strömt die kinetische Energie, also in unserem Falle die magnetische Energie, in das Dielektrikum der Kabel, verwandelt sich hier in die potentielle, d. h. elektrische Energie und die hier schon aufgespeicherte elektrische Energie wird dadurch ebenso wie die Ladung des Kondensators vergrössert; demzufolge erhöht sich auch im gleichen Augenblicke die Klemmspannung des Kondensators von E_0 auf E_m, so dass zufolge des Vorangeführten folgende Gleichung bestehen muss:

Fig. 6.



$$\frac{1}{2} C E_m^2 = \frac{1}{2} C E_0^2 + \frac{1}{2} L I_0^2,$$

woraus sich E_m berechnen lässt:

$$E_m = \sqrt{E_0^2 + \frac{L}{C} I_0^2},$$

wobei vorläufig der Widerstand des Stromkreises vernachlässigt wird. Gleichzeitig muss auch folgende Gleichung Platz haben:

$$I_m = E_m \,.\, \omega_0 C.$$

Ist bei dieser Umwandlung der kinetischen Energie in die potentielle Energie keine Zerstörung in unserem Stromkreise, z. B. ein Durchschlagen der Isolation vorgekommen, so fliesst jetzt die elektrische Energie aus dem Dielektrikum der Kabel in die Selbstinduktion des Stromkreises, der Kondensator entladet sich und folgende Gleichung muss erfüllt sein:

$$I_m = \frac{1}{\omega_0 L} E_m.$$

Nun beginnt der vorerwähnte Vorgang von neuem, d. h. die magnetische Energie verwandelt sich wieder in die elektrische Energie u. s. w.

Aus der Beziehung $I_m = E_m \,.\, \omega_0 C = E_m \frac{1}{\omega_0 L}$ kann man ableiten, dass die Anzahl der Schwingungen in 2π Sekunden bestimmt wird durch die Gleichung

$$\omega_0' = (2\pi \sim_0) = \frac{1}{\sqrt{CL}}.$$

Wir sehen also, dass in der That beim Ausschalten eines Stromkreises mit Abnehmern freie elektrische Schwingungen auftreten, da die Schwingungszahl derselben in 2π Sekunden durch die uns bekannte Gleichung $\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{CL}}$ ausgedrückt wird.

Da aber bei diesen Umwandlungen der elektrischen in die magnetische und umgekehrt der magnetischen in die elektrische Energie gleichzeitig auch Energieverluste infolge des Widerstandes des Stromkreises entstehen, so muss auch bei diesem Hin- und Herwogen der Energien der Dämpfungsfaktor $\frac{r}{2L}$ in Berücksichtigung kommen und demzufolge ist die Anzahl der freien elektrischen Schwingungen in 2π Sekunden dahin abzuändern, dass man für dieselben schreibt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}.$$

Infolge der Berücksichtigung des Widerstandes des Stromkreises muss auch in der Gleichung für die Momentanwerte der Klemmspannung des abgeschaltenen Stromkreises das Dekrement der freien Schwingungen mit Dämpfung in Rechnung gezogen werden und für diese Spannung muss folgende Gleichung bestehen:

$$e_c = E_m \, e^{-\frac{r}{2L}} \cos\left[\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\, t - \delta\right]$$

oder man kann auch schreiben:

$$e_c = \sqrt{E_0^2 + \frac{L}{C} I_0^2} \,.\, e^{-\frac{r}{2L}} \cos\left[\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\, t - \delta\right].$$

Die praktische Anwendung der hier abgeleiteten Gleichungen betreffend das Abschalten eines Stromkreises mit Abnehmern wurde von Herrn Dr. Georg Seibt in der Elektrotechnischen Zeitschrift vom 12. Januar Heft 2 d. J. für ein paar Beispiele durchgeführt, welche zu folgenden höchst wichtigen Schlussfolgerungen führen:

1. Schaltet man einen leerlaufenden Transformator, z. B. von 300 KW. Leistung, der durch ein Kabel von 5 km Länge und ein Mikrofarad Kapazität mit 6000 Volt gespeist wird, beim vollen Leerlaufstrome aus, so können keine Spannungserhöhungen infolge der auftretenden freien elektrischen Schwingungen stattfinden.

2. Schaltet man dagegen denselben Transformator, der sekundär voll belastet ist und dessen Belastung induktionsfrei ist, bestehend z. B. aus Glühlampen, in dem Momente aus, wo der Strom durch seinen Maximalwert $62{,}5\sqrt{2}$ durchgeht, wobei die Spannung an den Klemmen des ausschaltenden Stromkreises $6000\sqrt{2}$ ist, da in dem Falle zwischen Strom und Spannung fast keine Phasenverschiebung vorhanden ist, so tritt eine Spannungserhöhung auf, die ohne Berücksichtigung der Dämpfung:

$$E_m = \sqrt{E_0^2 + \frac{L}{C} I_0^2} = 13820 \text{ Volt}$$

beträgt. Diese Ueberspannung ist noch nicht so erheblich, dass man sie als betriebsgefährlich bezeichnen müsste.

3. Schaltet man aber den voll belasteten Transformator, dessen Sekundärbelastung mit Selbstinduktion versehen ist, z. B. einen Asynchronmotor von 300 KW. Leistung bei einem Leistungsfaktor $\cos\varphi = 0{,}8$ in dem Momente aus, wo die Stromstärke durch ihren Maximalwert $I_0 = 62{,}5\sqrt{2}$ Ampere und die Spannung durch ihren Wert von $E_0 = 6000\sqrt{2} \cdot \cos\varphi$ durchgehen, so tritt eine beträchtliche Ueberspannung auf, die gleich ist:

$$E_m = \sqrt{E_0^2 + \frac{L}{C} I_0^2} = 40000 \text{ Volt.}$$

Berücksichtigt man aber die Dämpfung, so schwinden die Amplituden ausserordentlich schnell dahin, so dass nach 0,003 Sekunden die siebente Amplitude schon ihren Normalwert von 8720 Volt erreicht. Solche Ueberspannungen, trotzdem sie nach 0,003 Sekunden verschwinden, müssen schon als betriebsgefährlich bezeichnet werden.

Es erübrigt sich für uns noch den Fall zu berücksichtigen, wo

2. $r \geqq \sqrt{\frac{4L}{C}}$. In diesem Falle sind die Wurzeln reell und die Entladung sowie die Stromstärke können durch folgende Gleichungen ausgedrückt werden:

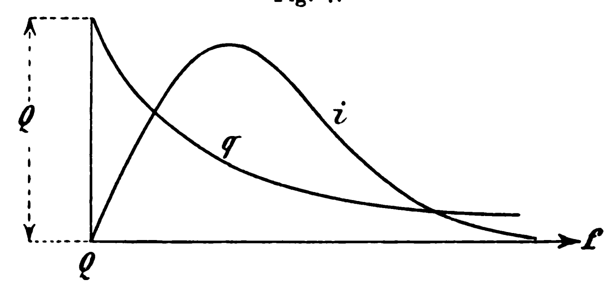
$$q = Q \cdot e^{-\frac{r}{2L}t}\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{r}{4\alpha L}\right)e^{\alpha t} + \left(\frac{1}{2} - \frac{r}{4\alpha L}\right)e^{-\alpha t}\right],$$

$$i = \frac{Q}{2\alpha L C} \cdot e^{-\frac{r}{2L}t}\left[e^{\alpha t} - e^{-\alpha t}\right],$$

wo

$$\alpha = \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{CL}}$$

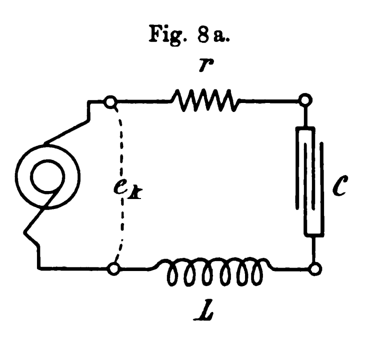
Fig. 7.



ist. Der Entladungsvorgang ist aperiodisch, die Entladung erfolgt in Form eines Gleichstroms, wie dies die Fig. 7 veranschaulicht.

Wir haben bis jetzt den Fall betrachtet, wo in unserem Stromkreise eine innere elektromotorische Kraft, nämlich die Klemmspannung des Kondensators gewirkt hat; betrachten wir nun auch den Fall, wo ausser dieser inneren elektromotorischen Kraft auch noch eine periodisch veränderliche äussere elektromotorische Kraft, etwa die induzierte elektromotorische Kraft einer Wechselstrommaschine, an den Klemmen des Stromkreises wirkt. Setzen wir voraus, dass die Veränderung der an den Klemmen des Stromkreises wirkenden periodischen äusseren elektromotorischen Kraft nach dem Gesetze der Sinuse verlaufen:

Fig. 8a.



$$e_k = E_k \sin(\omega t - \psi),$$

wo $\omega = 2\pi \sim = 2\pi \frac{p}{2} N''$, wo p die Polzahl und N'' die Umdrehungszahl pro Sekunde der Wechselstrommaschine bedeutet. Sei

wie früher r der Widerstand, L die Selbstinduktion und C die Kapazität des Stromkreises, ist ferner in einem bestimmten Augenblicke t die Stromstärke i und die Klemmspannung e_k, so muss nach dem Gesetze von **Kirchhoff** folgende Gleichung bestehen:

$$e_k = i r + L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Da aber $q = \int i\,dt$ ist, so folgt:

$$L \frac{di}{dt} + r \, . \, i + \frac{1}{C} \int i\,dt = E_k \sin(\omega t - \psi).$$

Durch Differentiation erhält man:

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = \omega E_k \cos(\omega t - \psi) \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Die linke Seite dieser Differentialgleichung zweiten Grades stellt für den Fall, wo die Bedingung $r < \sqrt{\frac{4L}{C}}$ erfüllt ist, die freien elektrischen Schwingungen dar, welche die im vorigen Paragraphen angegebene Form erhält:

$$I_0 e^{-\frac{r}{2L} t} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\, t\right).$$

Ferner muss dieser Differentialgleichung zweiten Grades auch der Wert genügen:

$$i = I \, . \sin(\omega t - \varphi).$$

Durch Differentiation erhält man:

$$\frac{di}{dt} = \omega I \cos(\omega t - \varphi)$$

und

$$\frac{d^2 i}{dt^2} = -\omega^2 I \sin(\omega t - \varphi).$$

Setzt man die so erhaltenen Werte für i, $\frac{di}{dt}$ und $\frac{d^2 i}{dt^2}$ in die Gleichung (2) ein, so folgt:

$$-L\omega^2 I \sin(\omega t - \varphi) + r\omega I \cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{C} I \sin(\omega t - \varphi)$$
$$= \omega E_k \cos(\omega t - \psi).$$

Indem man die Sinuse und Cosinuse entwickelt und nach $\sin \omega t$ und $\cos \omega t$ ordnet, erhält man:

$$\sin \omega t \left[- \omega^2 L I \cos \varphi + r\omega I \sin \varphi + \frac{1}{C} I \cos \varphi\right] + \omega \cos \omega t \left[\omega^2 L I \sin \varphi + r \omega I \cos \varphi - \frac{1}{C} I \sin \varphi\right] = \cos \omega t\, \omega E_k \cos \psi + \sin \omega t\, \omega E_k \sin \psi.$$

Diese Gleichung muss für jede beliebige Zeit t gelten, folglich auch für die Augenblicke, wo t so gross wird, dass $\cos \omega t$ oder $\sin \omega t$ Null wird. Indem man einmal setzt $\cos \omega t = 0$ und dann $\sin \omega t = 0$, erhält man die folgenden zwei Gleichungen:

$$\sin \omega t \left[- \omega^2 L I \cos \varphi + r\omega I \sin \varphi + \frac{1}{C} I \cos \varphi\right] = \sin \omega t\, \omega E_k \sin \psi,$$

$$\cos (\omega t) \left[\omega^2 L I \sin \varphi + r \omega I \cos \varphi - \frac{1}{C} I \sin \varphi\right] = \cos \omega t\, \omega E_k \cos \psi.$$

Indem man die beiden Gleichungen zum Quadrat erhebt und dann summiert, erhält man:

$$I^2 \left[\omega^2 L^2 + r^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2} - 2 \frac{L}{C}\right] = E_k{}^2$$

oder

$$I^2 \left[r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2\right] = E_k{}^2,$$

woraus:

$$I = \frac{E_k}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Demnach lautet das vollständige Integral der Differentialgleichung (2):

$$i = I_0 e^{-\frac{r}{2L} t} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\; t\right) + \frac{E_k \sin (\omega t - \psi)}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = i_1 + i_2.$$

Diese Gleichung besagt, dass der Hauptstrom, welcher den Stromkreis wenigstens in den ersten Augenblicken des Anschlusses desselben an den Generator durchfliesst, sich zusammensetzt aus zwei Strömen und zwar aus:

1. Dem Strome

$$i_1 = I_0 e^{-\frac{r}{2L} t} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}\; t\right),$$

welcher durch die auftretenden freien elektrischen Schwingungen infolge des momentanen Anschliessens des Stromkreises an die Wechselstrommaschine auftritt, d. h. erzeugt wird. Wie schon erwähnt, ist die Amplitude dieses Stromes eine Funktion der Zeit und er verschwindet umso eher, je grösser der Dämpfungsfaktor $\frac{r}{2L}$ ist. Die Schwingungszahl $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}$ dieses Stromes ist unabhängig von der Pol- und Umdrehungszahl der Wechselstrommaschine und hängt einzig und allein von den elektrischen Konstanten r, L und C des Stromkreises ab.

2. Dem Strome

$$i_2 = \frac{E_k \sin(\omega t - \psi)}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

welcher durch die Wirkung der periodisch veränderlichen äusseren elektromotorischen Kraft $E_k \sin(\omega t - \psi)$ in unserem Stromkreise von einem Widerstande $\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$ erzeugt wird. Die Schwingungszahl dieses Stromes hängt von der Schwingungszahl der wirkenden, periodisch veränderlichen äusseren elektromotorischen Kraft, d. h. die Schwingungszahl $\sim = \frac{p}{2} N''$ hängt von der Pol- und der Umdrehungszahl der Wechselstrommaschine ab. Da die Amplitude dieser Schwingungen keine Funktion der Zeit ist, so wird der Stromkreis infolge der fortdauernden Wirkung der periodisch veränderlichen äusseren elektromotorischen Kraft gezwungen, die Schwingungszahl dieser Kraft anzunehmen, d. h. der Stromkreis infolge der Synchronisation schwingt entsprechend der periodischen Aenderung der äusseren elektromotorischen Kraft.

Eine ganz analoge Gleichung besteht auch für die Schwingungen eines materiellen Punktes, der unter der Wirkung einer der Ablenkung proportionalen Kraft in einem der Geschwindigkeit proportionalen Widerstand bietenden Medium schwingt und der ausserdem auch noch unter der Einwirkung einer periodisch veränderlichen äusseren Kraft steht. Die besonders wichtige Gleichung für diese Schwingungsbewegung ist von A. Seebeck aufgestellt worden und lautet:

$$\alpha + n^2 u + \beta v = F \cdot \sin(\omega t - \psi)$$ [1].

[1] Wir haben in dieser Gleichung dieselbe Bezeichnungsweise benützt, wie sie in dem Werke von W. C. L. van Schaik: „Wellenlehre und Schall" S. 34

Der dieser Gleichung genügende Wert für u, welcher auch die von der Kraft F unbeeinflusste Schwingung enthält, lautet:

$$u = A \cdot e^{-\frac{r}{2m}t} \sin\left(\sqrt{\frac{k}{m} - \frac{r^2}{4m^2}}\, t\right) + \frac{F \cdot \sin(\omega t - \psi)}{\sqrt{\omega^2 r^2 + (m\omega^2 - k)^2}}.$$

Wie man sieht, besteht die Schwingungsbewegung aus zwei Komponenten und zwar aus:

1. Der Komponente

$$A \cdot e^{-\frac{r}{2m}t} \sin\left(\sqrt{\frac{k}{m} - \frac{r^2}{4m^2}}\, t\right),$$

welche hervorgerufen wird durch die Wirkung der Ablenkung der proportionalen Kraft „ku". Die Periode dieser Schwingungen „τ" hängt einzig und allein von den wirksamen, dem Systeme zukommenden Kräften und von konstanten Grössen des materiellen Punktes m und des Mediums r ab. Diese Schwingungen bezeichnet man in der Physik mit dem Namen „freie Schwingungen". Da die Amplitude dieser freien Schwingungen eine Funktion der Zeit ist, so verschwinden diese Schwingungen allmählich durch den Reibungswiderstand des Mediums.

2. Der Komponente

$$\frac{F \cdot \sin(\omega t - \varphi)}{\sqrt{r^2 \omega^2 + (m\omega^2 - k)^2}},$$

welche durch die Wirkung der periodisch veränderlichen äusseren Kraft $F \cdot \sin(\omega t - \psi)$ hervorgerufen wird. Die Periode dieser Schwingung

---

vorkommt, wo α die Beschleunigung, $n^2 u$ die der Ablenkung proportionale Kraft, βv den der Geschwindigkeit proportionalen Widerstand und $F \cdot \sin(\omega t - \psi) = K \sin pt$ die periodisch veränderliche äussere Kraft darstellt. Wollen wir aber die Bezeichnungsweise für die Schwingung eines materiellen Punktes von S. 430 beibehalten, so haben wir für die Beschleunigung α den Ausdruck $m \frac{d^2u}{dt^2}$, da die Beschleunigung den Begriff der Trägheit (Masse) in sich einschliesst, für $n^2 u$ den Ausdruck ku und schliesslich für βv den Ausdruck $rv = r\frac{du}{dt}$ zu setzen, so dass die Gleichung für die obengenannte Schwingungsbewegung auch geschrieben werden kann:

$$m\frac{d^2u}{dt^2} + r\frac{du}{dt} + ku = F \cdot \sin(\omega t - \psi).$$

Diese Gleichung ist identisch mit der abgeleiteten Gleichung für den elektrischen Stromkreis:

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + r\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\, i = \omega E_k \cos(\omega t - \psi).$$

$T = \frac{2\pi}{\omega}$ hängt von der Periode der wirkenden äusseren Kraft F ab, welche die Schwingung erhält. Da die Amplitude dieser Schwingungen von der Zeit unabhängig ist, so wird der materielle Punkt „gezwungen“, bei seiner Schwingung der periodischen Aenderung der äusseren Kraft $F \cdot \sin(\omega t - \psi)$ zu folgen. Solche Schwingungen werden in der Physik mit dem Namen „erzwungene Schwingungen“ bezeichnet.

Ein einfaches Beispiel liefert das gewöhnliche Pendel, dessen Bewegung eine freie Schwingung genannt wird. Ohne Reibungswiderstände und bei vollkommener Starrheit des Aufhängepunktes würde die Bewegung unaufhörlich fortdauern, unter der Voraussetzung, dass die wirksamen Kräfte ausser von konstanten Grössen nur von dem Ort des schwingenden Massenpunktes abhängen. Dasselbe gilt für den Fall, dass das schwingende Objekt von Eisen ist und dass wir unter demselben einen festen Magneten aufstellen; auch in diesem Falle wird die schwingende Bewegung eine freie genannt. Das Pendel bildet dann mit der Erde und dem Magneten ein gewisses System, und die freien Schwingungen erfolgen unter der Einwirkung von Kräften, welche zwischen den Teilen dieses Systems wirksam sind. Die Periode der Eigenschwingung des Pendels τ wird sich nur wenig ändern, wenn der Apparat in der Luft aufgestellt wird, und schon aus diesem Grunde wird die Bewegung in der Luft gewöhnlich auch noch eine freie Schwingung genannt, obschon man dann das System so erweitert hat, dass sich ausser dem Pendel selbst auch noch andere Massen bewegen, nämlich die Massenteile der Luft. Die übrigen vorhandenen Körper, die Erde und der Magnet, bleiben wegen ihres bedeutenden Gewichtes und wegen ihrer miteinander verbundenen Massen in Ruhe.

Nehmen wir nun den Magneten in die Hand und bewegen wir ihn fortwährend ein wenig hin und her, so führen wir dadurch eine neue Kraft in das System ein, nämlich die Kraft, vermittels welcher wir die Bewegung ausführen und die in Bezug auf das System äusseren Ursprunges ist. Die Bewegungen des Pendels heissen jetzt erzwungene; sie sind durch diese äussere Kraft beeinflusst, welche wir hier als eine veränderliche magnetische Wirkung in Rechnung bringen können. Ist diese Wirkung harmonisch veränderlich, so tritt in dem Ausdruck für die Beschleunigung des schwingenden Punktes das Glied $F \cdot \sin(\omega t - \psi)$ auf.

Die Periode der freien Schwingungen kann die Eigenperiode

des Punktes genannt werden. Wenn man von Eigenschwingungen spricht, so will man damit keineswegs einen Gegensatz zu erzwungenen bezeichnen, sondern es bezieht sich die Bezeichnungsweise auf die Periode, welche mit derjenigen der freien Schwingungen übereinstimmt. Ist $\omega = \omega_0$ (folglich auch $\tau = T$), so kann daher sehr wohl die Rede sein von erzwungenen Eigenschwingungen; man nennt dieselben „unterhaltene" Eigenschwingungen.

Fig. 8.

Wie bereits bemerkt wurde, wird der materielle Punkt allgemein durch die Kraft $F . \sin(\omega t - \psi)$ gezwungen, bei seiner Schwingung der periodischen Aenderung dieser Kraft zu folgen oder, wie man auch sagt, dieser Periode entsprechend „mitzuschwingen"; dabei ist es gleichgültig, ob diese Periode mit derjenigen der freien Schwingungen übereinstimmt oder nicht. Das Mitschwingen des materiellen Punktes erfolgt mit der stärksten Schwingungsenergie, d. h. die Erscheinung der Resonanz tritt auf, wenn die Periode T der äusseren Kraft gleich ist derjenigen τ der Eigenschwingung.

Dass übrigens die äussere periodisch veränderliche Kraft die stärkste Schwingung des materiellen Punktes verursacht, wenn sie die Periode der Eigenschwingungsbewegung besitzt, wird vielfach durch allgemein bekannte Beispiele bestätigt (auch in dem Fall, dass die äussere Kraft sich nicht harmonisch mit der Zeit ändert[1]).

Ein einfaches Beispiel einer unter dem Einflusse einer periodischen Kraft stehenden Schwingungsbewegung liefert nach v. Helmholtz ein gewöhnliches Pendel, dessen Aufhängepunkt man in der Hand hält und ein wenig hin und her bewegt. Will man die Schwingungsbewegung dauernd unterhalten und eine starke Mitschwingung einleiten, so muss man jedesmal, wenn das Pendel so weit wie möglich nach rechts gegangen ist, die Hand ein wenig nach links bewegen und umgekehrt. Es ist klar, dass man hierdurch jedesmal die folgende Amplitude vergrössert, bis sie bei dauerndem Hin- und Herbewegen der Hand in gleichem Takte schliesslich infolge des vorhandenen Luftwiderstandes einen Maximalwert erreicht.

[1]) Der neuliche Zusammensturz der Kettenbrücke in St. Petersburg, bekannt unter dem Namen der Aegyptischen Brücke, während des Hinüberreitens der Kavallerie findet seine Erklärung in den hier vorgeführten Erscheinungen.

Damit die Kraft, welche die Schwingungsbewegung zu einer erzwungenen gestaltet, sich wirklich harmonisch ändert, ersetzt Lord Rayleigh die Handbewegung durch die Bewegung einer sehr schweren Pendelkugel B (Fig. 8), welche kleine Schwingungen ausführt; an der Kugel B wird ein leichtes Pendel C D befestigt. Wegen der verhältnismässig grossen Masse der Pendelkugel B kann die Schwingung des Pendels AB als unabhängig von der Bewegung des leichten Pendels angesehen werden. Der Aufhängepunkt C führt hier, wie beim vorigen Beispiel die Hand, nahezu eine freie Bewegung aus, und diese ist hier eine harmonische. Ist $\tau = T$, d. h. sind beide Schwingungszeiten einander gleich, so gerät das untere Pendel in starke Schwingung, wenn auch die Bewegung des schweren Pendels AB äusserst klein ist. Die Erscheinung des starken Pendelns des unteren Pendels für die Bedingung $\tau = T$ oder auch $\backsim_0 = \backsim$ ist bekannt unter dem Namen der Resonanz, und wir konstatieren dabei, dass Schwingungsverstärkungen auftreten.

Sehen wir jetzt nach, ob zwischen der mechanischen Resonanz und der elektrischen Resonanz eine vollständige Analogie besteht.

In der Praxis ist gewöhnlich für unsere elektrischen Netze der Widerstand r im Vergleiche zu L sehr gross und dementsprechend auch der Dämpfungsfaktor $\frac{r}{2L}$, so dass der Strom i_1 in sehr kurzer Zeit verschwindet und beim Dauerbetriebe nur der Strom i_2 übrig bleibt; folglich nimmt der Hauptstrom, der unseren Stromkreis durchfliesst, die uns bekannte Form an:

$$i = \frac{E_k \sin(\omega t - \psi)}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Der effektive Wert des Stromes wird:

$$J = \frac{E_k}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Der Maximalwert des Stromes tritt auf, wenn die Bedingung

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

erfüllt ist, aus der man ableiten kann:

$$\tau = 2\pi \sqrt{CL}.$$

Dieselbe Gleichung haben wir aber schon früher abgeleitet (S. 416), wo τ die Schwingungsdauer einer Periode der auftretenden freien Schwingungen für den Fall bedeutet, dass der Widerstand des Stromkreises vernachlässigt wurde. Im gegenwärtigen Falle besitzt aber der Stromkreis auch Widerstand und man könnte sagen, dass im vorliegenden Falle $2\pi\sqrt{CL}$ nicht mehr die Schwingungsdauer der freien elektrischen Schwingungen darstellt. Um uns darüber Klarheit zu verschaffen, greifen wir zu unserer Hauptgleichung (1) S. 439, welche für den vorliegenden Stromkreis abgeleitet wurde, und multiplizieren wir dieselbe mit i . d t, so folgt:

$$e_k\, i\, dt = L \,.\, di \,.\, i + e_c \,.\, i \,.\, dt + i^2 r\, dt,$$

aus der man durch Integration erhalten kann:

$$\int e_k \,.\, i \,.\, dt = \frac{1}{2} L i^2 + \frac{1}{2} C e_c^2 + \int i^2 \,.\, r \,.\, dt.$$

Wie man sieht, wird die Energiemenge, welche zur Ueberwindung des Widerstandes des Stromkreises aufgewendet wird, nicht mehr aus der elektrischen Energie, die im Kondensator aufgespeichert ist, entnommen, wie dies der Fall war, als der Stromkreis auf sich selbst geschlossen war, sondern im vorliegenden Falle wird diese Energiemenge aus der Elektrizitätsquelle, d. h. aus der Wechselstrommaschine entnommen, und demzufolge vollziehen sich die freien elektrischen Schwingungen im vorliegenden Falle genau so, wie wir dies für den Fall gesehen haben, wo der Stromkreis keinen Widerstand und nur Kapazität und Selbstinduktion in Hintereinanderschaltung enthielt.

Demnach muss, damit die Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte stattfindet, die Bedingung erfüllt sein:

$$\frac{p}{2} N'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}},$$

d. h.

$$\sim = \sim_0 \quad \text{oder auch} \quad \tau = T,$$

d. h. die Periode der freien elektrischen Schwingungen muss der Periode der periodisch veränderlich wirkenden äusseren elektromotorischen Kraft oder auch der Periode der wirkenden Elektrizitätsquelle gleich sein.

Dies ist also überhaupt das allgemeine Gesetz für das Auftreten der Resonanz, welchem nicht nur die mechanischen, sondern auch die elektrischen Schwingungen unterworfen sind. Also es muss für die

Erscheinung der Resonanz stets die Bedingung erfüllt sein, dass die Periode der freien Schwingungen gleich derjenigen der erzwungenen Schwingungen ist. Bei der Resonanz der mechanischen Schwingungen treten Schwingungsverstärkungen, bei der elektrischen Resonanz Spannungserhöhungen auf.

Die Resonanzerscheinungen treten nicht nur in unseren elektrischen Netzen auf, sondern dieselben Erscheinungen können auch beim Parallelbetrieb unserer Wechselstrommaschinen stattfinden. Wenn die periodische Zeit der erzwungenen Schwingungen $\sim$ des Ankers, hervorgerufen durch die Pulsationen der treibenden Tangentialkraft am Umfange der Kurbelwelle unserer Dampfmaschinen, mit der Schwingungszahl der Eigenschwingungen $\sim_0$ des Ankers übereinstimmt, d. h. wenn die Bedingung $\sim = \sim_0$ erfüllt ist, so findet Resonanz statt und die Wechselstrommaschinen fallen aus dem Tritt.

Soll Resonanz der elektromotorischen Kräfte in einem Stromkreise stattfinden, so müssen entweder die elektrischen Konstanten des Stromkreises solche Grössen annehmen, dass die Bedingung

$$\frac{p}{2} N'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}},$$

d. h. $\sim = \sim_0$ oder $T = \tau$, oder es muss die Periodenzahl der Wechselstromquelle sich nach den elektrischen Konstanten des Stromkreises richten, damit die Bedingung $\tau = T$ erfüllt wird [1]).

[1]) Genau dieselben Bedingungen für die Resonanz finden wir auch in der Akustik vor. Soll nämlich Resonanz in einer Röhre von gegebener Länge stattfinden, so muss sich die Schwingungszahl der Töne, welche in dieser Röhre Resonanz hervorrufen, nach der Länge derselben richten, oder die Röhrenlänge muss sich nach der Höhe, d. h. nach der Schwingungszahl der Töne richten. Man kann somit für jede offene oder einseitig geschlossene Röhre die Schwingungszahl der Töne berechnen, welche die Luft in derselben zum Mitschwingen veranlassen können, sobald man ihre Länge l und die Fortpflanzungsgeschwindigkeit v des Schalles in der eingeschlossenen Luft oder in einem anderen eingeschlossenen Gase kennt. Ist e die Elastizität und δ die Dichte des eingeschlossenen Gases, so ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Schalles in demselben gegeben durch die Gleichung $v = \sqrt{\frac{e}{\delta}}$ (für Luft ist v = ca. 331 m) und die Wellenlänge $\lambda = \frac{v}{n}$ wo n die Schwingungszahl pro Sekunde bedeutet. Soll Resonanz in einer einseitig geschlossenen Röhre von der Länge l stattfinden, so muss die Wellenlänge des Tones sein $\lambda = \frac{4}{m} l$, wo m eine ungerade Zahl bedeutet, und die Schwingungszahl desselben wird sein:

$$n = \sim = \frac{m}{4l}\sqrt{\frac{e}{\delta}}.$$

Solange zwischen den Schwingungsperioden der freien elektrischen Schwingungen und der erzwungenen Schwingungen, hervorgerufen durch die elektromotorische Kraft der Stromquelle, ein bedeutender Unterschied besteht, werden auch keine Spannungserhöhungen im Netze und keine Resonanz der elektromotorischen Kräfte stattfinden. Wenn aber die Periodenzahl der freien Schwingungen sich der Periodenzahl der Wechselstromquelle nähert, so treten gleichzeitig auch Spannungserhöhungen in elektrischen Netzen auf, die ihre Maximalwerte erreichen, wenn Gleichheit zwischen diesen Periodenzahlen, d. h. wenn volle Resonanz stattfindet.

Um uns eine Vorstellung über diese Erscheinungen zu verschaffen, nehmen wir ein Beispiel und versuchen, das Vorangeführte daran zu erklären. In dieser Beziehung führt G. Kapp in seinem Werke über die „Dynamomaschinen für Gleich- und Wechselstrom" ein sehr lehrreiches Beispiel vor, das wir hier wiedergeben. Denken wir uns, wir hätten ein Kabel von 10 km Länge und 2 Mikrofarad Kapazität und 3 Ohm Widerstand mittels einer kleinen Maschine zu prüfen, die für 6000 Volt und 10 Amp. gebaut ist. Die Selbstinduktion ihres Ankers würde etwa 0,5 Henry betragen.

Damit Resonanz der elektromotorischen Kräfte in dem so gebildeten Stromkreise eintritt, muss die Periodenzahl der induzierten elektromotorischen Kraft im Anker

$$\sim = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}} = \frac{1000}{6{,}28\sqrt{2\,.\,0{,}5}} = 160$$

sein. Stellen wir uns nun vor, dass die Wechselstrommaschine eine solche Tourenzahl annimmt, dass die induzierte elektromotorische Kraft gerade die Periodenzahl 160 hat, so wird der Strom $6000 : 3 = 2000$ Amp. und die Spannung E_c zwischen den zwei Leitern des Kabels 1 Million Volt betragen. Es ist selbstverständlich, dass lange, ehe dieser Punkt erreicht ist, Maschine und Kabel zerstört sein würden. Aber auch bei Periodenzahlen in der Nähe von 160 ist Gefahr vorhanden, wie man aus folgender Tabelle sieht:

$\sim =$	50	100	150	170
$J =$	4,16	12,6	100	109
Kondensatorklemmspannung $E_c =$	6600	9900	53 000	52 000

Wie man aus diesen Zahlen entnimmt, ist die Spannung zwischen den beiden Leitern des Kabels durchweg höher als die Spannung, auf welche die Maschine bei Leerlauf erregt ist.



Wir sehen also, welcher Gefahr wir entgegengehen, wenn die Resonanzerscheinung infolge der Annäherung der Periodenzahl der Wechselstromquelle an jene der freien elektrischen Schwingungen des angeschlossenen Stromkreises stattfindet, und man wird also gut thun, die Frequenz im gegebenen Falle nicht über 50 zu steigern.

In der Praxis wird gewöhnlich die Umdrehungszahl der Wechselstromgeneratoren, sowie ihre Klemmspannung konstant gehalten und die Erscheinungen der Resonanz treten dann nur infolge von Veränderungen der Belastung auf, da dadurch gleichzeitig auch die elektrischen Konstanten der Netze sich ändern. Wenn, wie schon erwähnt wurde, die Bedingung $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ für eine gegebene Belastung erfüllt ist, so treten Ueberspannungen in unseren elektrischen Netzen auf und wir schreiben diese Ueberspannungen der Erscheinung der Resonanz zu.

Die bisher betrachteten Erscheinungen erstreckten sich nur auf den Dauerbetrieb unserer Netze; sehen wir jetzt auch zu, was in den ersten Augenblicken des Anschlusses unseres Stromkreises auf die Wechselstrommaschine vorgeht, solange noch der Strom i_1 besteht. Wir können in diesem Falle dieselben Schlussfolgerungen ziehen, wie wir es früher gethan haben.

1. Solange zwischen der Periodenzahl $\omega_0 = 2\pi \sim_0 = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}$ der freien elektrischen Schwingungen, aus denen der Strom i_1 resultiert, und der Periodenzahl $\omega = 2\pi \sim = 2\pi \frac{p}{2} N''$ der erzwungenen elektrischen Schwingungen, aus denen der Strom i_2 hervorgeht, d. h. der Periodenzahl der Wechselstromquelle ein bedeutender Unterschied besteht, bleibt die Stromstärke des Hauptstromes $i = i_1 + i_2$ klein, da bei reinen Sinusströmen gewöhnlich die Bedingung erfüllt ist, dass $\omega_0 > \omega$ oder $\sim_0 > \sim$. Ist aber die aufgedrückte Klemmspannung eine zusammengesetzte harmonische Funktion der Zeit, die man nach Fourier in folgender Reihe entwickeln kann:

$$e_k = E_{k,1} \sin(\omega t - \psi_1) + E_{k,3} \sin(3\omega t - \psi_3) + E_{k,5} \sin(5\omega t - \psi_5) + \ldots,$$

so gilt für die Grundschwingung, d. h. Hauptspannung $E_{k,1}$ das früher Gesagte, d. h. für die Hauptspannung bleibt die Bedingung $\sim_0 > \sim$ bestehen. Dagegen kann es aber vorkommen, dass für eine der Oberschwingungen (Harmonischen) z. B. für die elfte Harmonische $E_{k,11}$,

die Bedingung erfüllt sein kann, dass $11 \, . \, 2\pi \frac{p}{2} N'' = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}}$, und dadurch treten die Erscheinungen der Resonanz der Obertöne, d. h. der Harmonischen höheren Grades auf, auf welche wir noch im folgenden Paragraphen zurückkommen werden.

2. Wenn aber die Periodenzahl ω_0 der freien Schwingungen gleich der Periodenzahl ω der Stromquelle wird oder derselben sich nur nähert, so wird der Hauptstrom $i = i_1 + i_2$ verstärkt, seine Stromstärke wächst und wird grösser als jene, welche wir bei Resonanz erhalten haben, also grösser als $\frac{E_k}{r}$ infolge der Interferenz der freien elektrischen mit den erzwungenen elektrischen Schwingungen, wodurch ebenfalls Spannungserhöhungen stattfinden.

Bei mechanischen Schwingungen können solche Fälle vorkommen, wie Seebeck hervorhob; bei kleinem Reibungswiderstande des Mediums tritt eine ziemlich starke Schwingungsbewegung auf von zu- und abnehmender Amplitude, eine Folge der Interferenz der freien mit erzwungenen Bewegungen.

In elektrischer Beziehung kann dieser Fall als theoretische Möglichkeit angesehen werden.

Dass diese Spannungserhöhungen bei der Erscheinung der Resonanz wirklich auftreten müssen, kann man auch mathematisch beweisen. Aus unserer Hauptgleichung

$$L \frac{di}{dt} + ir + \frac{1}{C} q = e_k,$$

die wir für den betrachteten Stromkreis abgeleitet haben, kann man auch folgende Gleichung aufstellen:

$$L \frac{d^2 e_c}{dt^2} + r \frac{d e_c}{dt} + \frac{1}{C} e_c = \frac{1}{C} E_k \, . \sin(\omega t - \psi).$$

Das Integral dieser Differentialgleichung zweiten Grades wird nach früherem gleich sein:

$$e_c = E_c \, e^{-\frac{r}{2L} t} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4L^2}} \; t\right)$$
$$+ \frac{E_k \sin(\omega t - \psi)}{\omega C \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Wie wir sehen, ist diese Gleichung von derselben Form wie jene, die wir für die Stromstärke abgeleitet haben, folglich finden auch

alle Schlussfolgerungen, welche wir bezüglich des Hauptstromes i gemacht haben, volle Anwendung im vorliegenden Falle bezüglich der Spannung an den Klemmen des Kondensators. Demnach müssen die Spannungserhöhungen an den Klemmen des Kondensators jedesmal stattfinden, wenn die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen sich der Periodenzahl der erzwungenen elektrischen Schwingungen nähern wird, und diese Spannungserhöhung erreicht ihr Maximum, wenn die zwei obengenannten Periodenzahlen gleich sind, d. h. wenn die Bedingung erfüllt wird $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, wobei $\sim_0 = \sim$ oder $\tau = T$. Das Maximum der Spannungserhöhung an den Klemmen des Kondensators ist gegeben durch die Gleichung

$$E_{c,m} = \frac{E_k}{\omega . r . C}.$$

Aus dieser Gleichung geht hervor, dass die Maximalspannung an den Klemmen des Kondensators jede beliebige Grösse annehmen kann, je nach der Grösse, welche man den elektrischen Konstanten r und C beilegt, da in der Praxis E_k und ω konstant gehalten werden. Da ferner bei der Erscheinung der Resonanz auch folgende Gleichung besteht: $J_m \omega L = J_m \frac{1}{\omega C}$, folglich auch $e_c = e_s$, so beziehen sich dieselben Schlussfolgerungen auch auf Klemmspannung der Spule. Damit haben wir bewiesen, dass bei der Erscheinung der Resonanz Spannungserhöhungen in elektrischen Netzen stattfinden müssen.

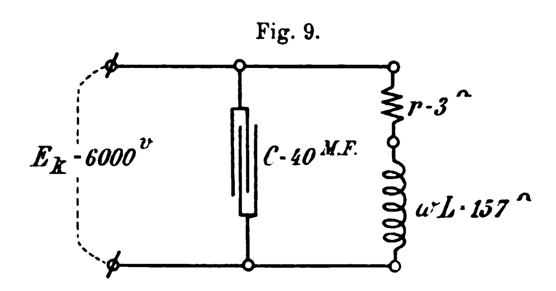
Ausser der Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte begegnen wir in der Elektrotechnik noch der Erscheinung der Resonanz der Ströme. Die Resonanz der Ströme wird in der Elektrotechnik in folgender Weise erklärt. Wenn in

II. einem Stromkreise, der Selbstinduktion und Kapazität in Parallelschaltung enthält, der wattlose Ladungsstrom des Kondensators, der um eine Viertelperiode der wirkenden Klemmspannung voraneilt, gleich dem wattlosen Strome, der durch die Selbstinduktion hervorgerufen wird und der Klemmspannung um 90° nacheilt, wird, so sagen wir dann, dass die „Resonanz der Ströme“ stattfindet. Dabei wird gleichzeitig die dem Stromkreise zugeführte Stromstärke ein Minimum, es findet also gerade das Umgekehrte von dem statt, was wir bei der Resonanz der elektromotori-

schen Kräfte gefunden haben, wo nämlich die Stromstärke des Stromkreises ein Maximum war.

Um die Resonanz der Ströme besser veranschaulichen zu können, wollen wir ein Beispiel wählen und an demselben die Erscheinungen der Resonanz studieren. Betrachten wir zu diesem Zwecke einen Stromkreis (Fig. 9), der aus einer Induktionsspule von r = 3 Ohm Wider-

Fig. 9.



stand und $\omega L = 157$ Ohm Reaktanz besteht, der einem Kondensator mit einer Kapazität von C = 40 Mikrofarad parallel geschaltet ist.

Denken wir uns ferner, dass der so gebildete Stromkreis von einer Wechselstrommaschine gespeist wird, die an den Klemmen dieses Stromkreises eine Spannung $E_k = 6000$ Volt bei einer Periodenzahl von $\sim = \frac{p}{2} N'' = 50$ in der Sekunde entwickelt.

Die Stromstärke, welche die Induktionsspule durchfliesst, wird

$$J_1 = \frac{E_k}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{6000}{\sqrt{3^2 + 157^2}} = 38{,}1 \text{ Amp.}$$

Dieser Strom ist die Resultierende aus zwei Strömen, und zwar: des Wattstromes J_r, der in Phase mit der Klemmspannung ist, und des wattlosen Stromes J_s, der um 90^0 der Klemmspannung nacheilt. Ist $a = \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{3}{3^2 + 157^2} = 0{,}00012$ Mho die Konduktanz und $b = \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{157}{3^2 + 157^2} = 0{,}0064$ Mho die Suszeptanz der Induktionsspule, so ist der Wattstrom $J_r = a \,.\, E_k = 0{,}00012 \,.\, 6000 = 0{,}72$ Amp. und der wattlose Strom $J_s = b \,.\, E_k = 0{,}0064 \,.\, 6000 = 38{,}4$ Amp. Ist ferner $b_c = \omega C = 6{,}28 \,.\, 50 \,.\, 40 \,.\, 10^{-6} = 0{,}01256$ Mho die Suszeptanz des Kondensators, so wird der Ladungsstrom des Kondensators gleich sein $J_c = \omega C E_k = b_c E_k = 0{,}01256 \,.\, 6000 = 75{,}4$ Amp. Setzen wir voraus, dass

A. die elektromotorische Kraft der Wechselstrommaschine sich nach dem Sinusgesetz ändert, dann kann die dem Stromkreise zugeführte Stromstärke mit Hilfe des Vektordiagrammes berechnet werden (Fig. 10), wo $O E_k$ den Vektor der Klemmspannung des Stromkreises bedeutet. Wenn wir auf die Richtung des Vektors der Klemmspannung den Vektor $OA = J_r = 0{,}72$ A $= 0{,}72$ mm und auf die im Punkte A errichtete Senkrechte in der Richtung der Verzögerung den Vektor $AB = J_s = 38{,}4$ A $= 38{,}4$ mm auftragen, so stellt der Vektor $OB = J_1 = 38{,}1$ mm $= 38{,}1$ Amp. den Strom dar, welcher die Induktionsspule durchfliesst. Indem man jetzt auf die Verlängerung des Vektors BA in der Richtung der Voreilung den Vektor $BD = J_c = 75{,}4$ A $= 75{,}4$ mm aufträgt, so stellt $OD = J_g = 37{,}5$ mm $= 37{,}5$ Amp. die dem Stromkreis zugeführte Stromstärke dar.

Fig. 10.

Wie man sieht, liefert die Wechselstrommaschine dem Stromkreise einen Strom von 37,5 Amp., während der Stromkreis nur eine Stromstärke von 0,72 Amp. auf nützliche Arbeit verwendet.

Damit die Resonanz der Ströme stattfindet, muss die Kapazität des Stromkreises eine solche Grösse annehmen, dass der Punkt D mit dem Punkte A zusammenfällt, damit die Bedingung erfüllt werde $J_c = J_s$, wobei die dem Stromkreise zugeführte Stromstärke ein Minimum wird. Diese Bedingungskapazität, welche die minimale Stromstärke bestimmt, kann in folgender Weise berechnet werden.

Aus dem Vektordiagramme Fig. 10 folgt

$$J_g^2 = J_1^2 + J_c^2 - 2 J_1 J_c \cos (J_1 J_c),$$

wo

$$\cos (J_1 J_c) = \cos (90 - \varphi) = \sin \varphi = \frac{\omega L}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Bedeutet R_g den äquivalenten Widerstand der parallel geschalteten Induktionsspule und des Kondensators, so muss die Gleichung bestehen

$$R_g = \frac{E_k}{J_g} = \frac{J_c}{\omega C J_g}.$$

Wenn man in dieser Gleichung für R_g den zuvor berechneten Wert für J_g einsetzt, erhält man

$$R_g = \frac{1}{\omega C \sqrt{1 + \left(\frac{J_1}{J_c}\right)^2 - 2\frac{J_1}{J_c}\frac{\omega L}{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}}}.$$

Da aber

$$E_k = J_1 \sqrt{r^2 + \omega^2 L^2} = J_c \frac{1}{\omega C}$$

oder auch

$$\frac{J_1}{J_c} = \frac{1}{\omega C \sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}},$$

so folgt durch Einsetzung dieses Wertes für $\frac{J_1}{J_c}$ in R_g

$$R_g = \frac{\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}}{\sqrt{\omega^2 C^2 r^2 + \omega^4 L^2 C^2 + 1 - 2\omega^2 C L}}. \quad . \quad . \quad (1)$$

Demnach ist die Stromstärke, welche dem Stromkreise zugeführt werden muss, gegeben durch

$$J_g = \frac{E_k}{R_g}.$$

Damit J_g ein Minimum bei konstantem E_k werde, muss R_g ein Maximum sein. Suchen wir jetzt diese Bedingungskapazität, die für R_g ein Maximum ergibt; zu dem Zwecke haben wir zu bilden $\frac{d R_g}{d C} = 0$ und erhalten

$$\frac{d R_g}{d C} = 2 r^2 \omega^2 C + 2\omega^4 L^2 C - 2\omega^2 L = 0,$$

woraus folgt

$$C = \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Dies in die Gleichung (1) eingesetzt, erhält man für den Maximalwert des äquivalenten Widerstandes:

$$R_g^{max} = \frac{r^2 + \omega^2 L^2}{r}. \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Für unser Beispiel ist

$$C = \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{0{,}5}{24658} = 0{,}0000202,$$

d. i. 20,2 Mikrofarad und

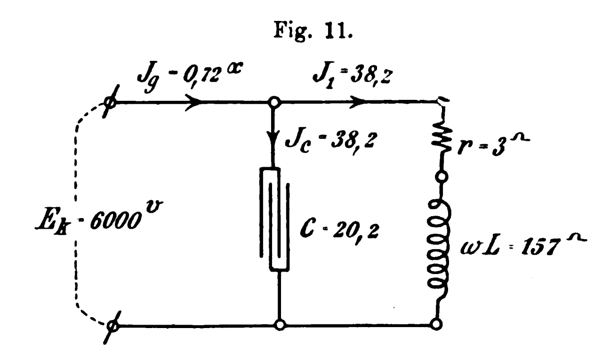
$$R_g = \frac{24\,658}{3} = 8219{,}3 \text{ Ohm}.$$

Demnach ist die dem Stromkreise zugeführte Stromstärke

$$J_g^{min} = \frac{E_k}{R_g^{max}} = \frac{6000}{8219,3} = 0,72 \text{ Amp.}$$

Im gegebenen Falle, wenn die Erscheinung der Resonanz der Ströme stattfindet, für welche die Bedingung $J_c = J_s = 38,4$ Amp. erfüllt ist, tritt eine sehr merkwürdige Erscheinung auf, nämlich die, dass die Wechselstrommaschine dem Stromkreise nur eine Stromstärke von

Fig. 11.



$J_g = 0,72$ Amp. zuführt, während in den Abzweigungen des Kondensators und der Spule ein Strom von 38,2 Amp. zirkuliert, wie dies die Fig. 11 veranschaulicht.

Wäre der Widerstand der Spule gleich Null, so würde das im Hauptstromkreise eingeschaltete Ampèremeter Null angeben, während die Ampèremeter in den Abzweigungen je 38,2 Amp. anzeigen würden. Diese Erscheinung beruht einzig und allein auf der Thatsache, dass hier ein beständiges Hin- und Herwogen der Energiemenge

$$\frac{1}{2} L J^2 = \frac{1}{2} C E_k{}^2$$

zwischen dem Kondensator und der Induktanz besitzenden Spule stattfindet.

Aus der Gleichung (2), indem man dieselbe mit ω multipliziert, folgt:

$$\omega C = \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2}$$

d. h.

$$b_c = b$$

und wir sehen, damit die Erscheinung der Resonanz der Ströme stattfindet, muss die Bedingung $b_c = b$ erfüllt sein d. h. die

Suszeptanz des Kondensators muss der Suszeptanz der Spule gleich sein. Bei der Resonanz der elektromotorischen Kräfte dagegen haben wir gefunden, dass die Reaktanz des Kondensators $\frac{1}{\omega C}$ der Reaktanz der Spule ωL gleich sein muss.

Aus der Gleichung (2) kann man ferner ableiten:

$$\omega^2 L^2 C = L - r^2 C,$$

woraus folgt

$$\omega^2 = \frac{1}{CL} - \frac{r^2}{L^2}$$

oder auch

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4 L_1^2}},$$

wo $L = 2 L_1$ ist, oder auch, wenn r vernachlässigbar gegen $2 L_1$ ist,

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{CL}}.$$

Nun ist aber

$$\sqrt{\frac{1}{CL}} \quad \text{oder} \quad \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{r^2}{4 L_1^2}}$$

die Schwingungszahl der freien elektrischen Schwingungen des Stromkreises, der die Kapazität und die Induktanz in Parallelschaltung enthält, demnach muss, wenn die Erscheinung der Resonanz der Ströme auftritt, ebenfalls die Bedingung erfüllt sein:

$$\sim_0 = \sim \quad \text{oder} \quad \tau = T,$$

d. h. die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen muss der Periodenzahl der erzwungenen elektrischen Schwingungen gleich sein, also der Periodenzahl der wirkenden elektromotorischen Kraft, oder was dasselbe ist, der Periodenzahl der Wechselstromquelle, wie dies bei der Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte der Fall war.

. Wir haben bei der Behandlung des ersten Beispieles und bei der Beurteilung der Erscheinung der Resonanz der Ströme kein Augenmerk auf die induzierte elektromotorische Kraft der Wechselstrommaschine, d. h. auf deren innere Vorgänge gelenkt und sind zum Schlusse gelangt, dass bei der Erscheinung der Resonanz der Ströme die dem Stromkreise zugeführte Stromstärke ein Minimum wird, und

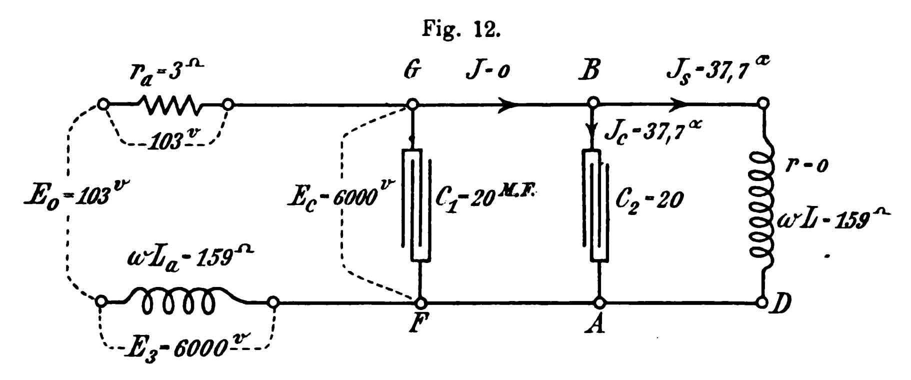


man wäre vielleicht dadurch geneigt zu glauben, dass überhaupt keine Spannungserhöhungen in Stromkreisen, die Kapazität in Parallelschaltung enthalten, vorkommen können. Eine solche Schlussfolgerung wäre jedoch verfehlt.

Um zu zeigen, dass auch Spannungserhöhung in Stromkreisen, die Kapazität in Parallelschaltung enthalten, auftreten kann, trotzdem auch die Erscheinung der Resonanz der Ströme gleichzeitig in denselben stattfindet, genügt es, dass die Bedingung $C > \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}$ erfüllt sei, wie dies in unserem Beispiele der Fall war, wo die Kapazität 40 Mikrofarad betrug. Das betreffende Beispiel, wo die Kapazität 40 Mikrofarad betrug, kann auch in folgender Weise behandelt werden.

Wir können den Kondensator mit 40 Mikrofarad Kapazität durch zwei Kondensatoren zu je 20 Mikrofarad ersetzen, wie dies die Fig. 12

Fig. 12.



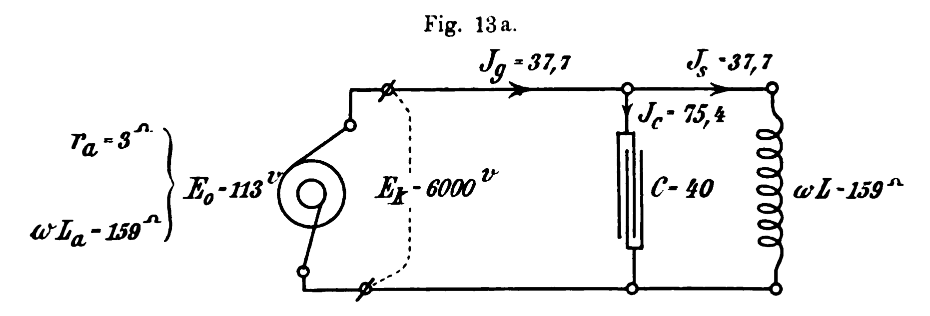
darstellt, und diese zwei Kondensatoren parallel schalten. Und in der That durch die Zerlegung des einen in zwei parallel geschaltete Kondensatoren haben wir im äusseren Stromkreise nichts geändert, da die Kapazität desselben wieder $C = C_1 + C_2 = 20 + 20 = 40$ Mikrofarad geblieben ist. Schalten wir jetzt zu dem Kondensator C_2 die Induktionsspule parallel und setzen voraus, dass dieselbe nur Reaktanz $\omega L = 159$ Ohm enthält. Der Anker der Wechselstrommaschine, welcher unseren Stromkreis speist, befindet sich jetzt in Hintereinanderschaltung mit dem Kondensator C_1.

In dem Stromkreise ABD, den wir den äusseren Stromkreis nennen wollen, haben wir die Erscheinung der Resonanz der Ströme, da die Suszeptanz des Kondensators gleich der Suszeptanz der Spule ist: $\omega C = \frac{1}{\omega L} = 0{,}00628$ Mho, und da ausserdem der Widerstand

des äusseren Stromkreises Null ist, so verbraucht dieser Stromkreis keinen Strom: $J = 0$. Ist die Klemmspannung wie früher 6000 Volt, so zirkuliert in dem äusseren Stromkreis ABD ein Strom von $J_c = J_s = 0{,}00628 \cdot 600 = 37{,}7$ Amp.

Ist der Widerstand des Ankers $r_a = 3$ Ohm und seine Reaktanz $\omega L_a = 159$ Ohm, so haben wir in dem Stromkreise FGE_0, den wir den inneren Stromkreis nennen wollen, die Erscheinung der Resonanz der elektromotorischen Kräfte, da für diesen Stromkreis die Reaktanz des Ankers gleich ist der Reaktanz des Kondensators $\omega L_a = \frac{1}{\omega C} = 159$ Ohm. Da ferner die Klemmspannung 6000 Volt ist, so ist die Stromstärke, die diesen Stromkreis durchfliesst, gleich $J_g = \frac{E_k}{\omega C} = \frac{6000}{159} = 37{,}7$ Amp. und die induzierte elektromotorische Kraft E_0 im Anker ist gleich $E_0 = J_g \cdot r_a = 37{,}7 \cdot 3 = 113$ Volt, wie dies aus unserem Beispiele auf S. 475 folgt.

Fig. 13a.

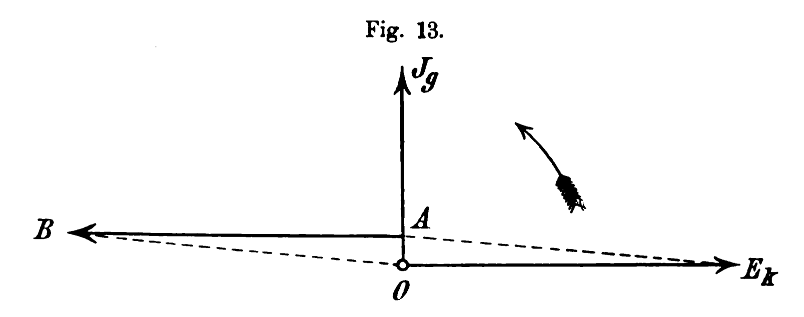


Und damit haben wir bewiesen, dass Spannungserhöhungen auch in elektrischen Netzen, wo die Kapazität in Parallelschaltung vorkommt, auftreten können, wenn nur die Bedingung $C > \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}$ erfüllt ist, da gleichzeitig mit dieser Bedingung auch jene für die Resonanz stattfinden kann, nämlich die, dass die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen gleich wird der Periodenzahl der Wechselstromquelle, sowohl für den inneren als auch für den äusseren Stromkreis. Und in der That ist der hier vorgeführte Fall identisch mit dem (Fig. 13a), wo eine Wechselstrommaschine mit einem Ankerwiderstande von $r_a = 3$ Ohm und einer Induktanz $\omega L_a = 159$ Ohm auf ein Netz arbeitet, welches eine Induktanz von $\omega L = 159$ Ohm und eine Kapazität von $C = 40$ Mikrofarad besitzt. Selbstverständlich sind die hier vorgeführten Zahlen, wie 3 Ohm Ankerwiderstand, und

dass der äussere Stromkreis keinen Widerstand besitzt, übertrieben und illusorisch, aber als Beispiel für die Erklärung der Erscheinungen der Resonanz erfüllen sie den Zweck vollkommen.

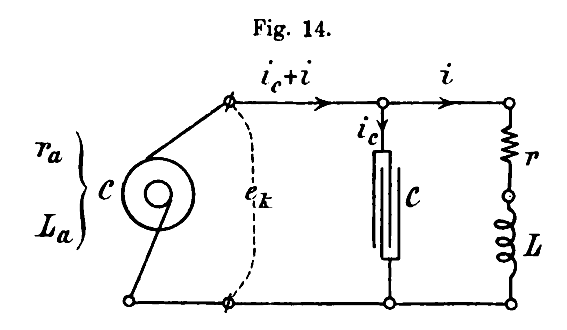
Als Kontrolle für die vorgeführte Rechnung kann die graphische Berechnung der induzierten elektromotorischen Kraft aus dem Vektordiagramm dienen (Fig. 13), wo $O E_k$ die Klemmspannung $E_k = 6000$ Volt

Fig. 13.



= 60 mm darstellt. Der Stromvektor steht auf dem Vektor der Klemmspannung senkrecht und eilt dem letzteren um 90° vor, er ist durch $O J_g$ in dem Diagramme bezeichnet. Wenn wir auf den Stromvektor die Grösse $O A = J_g . r_a = 37{,}7 . 3 = 113$ Volt = 1,13 mm und auf die in A errichtete Senkrechte in der Richtung der Voreilung die

Fig. 14.



Grösse $A B = \omega L_a J_g = 6000$ Volt = 60 mm auftragen, so stellt die Grösse

$$O B = J_g \sqrt{r_a^2 + \omega^2 L_a^2}$$

den Spannungsabfall im Inneren des Ankers dar. Indem wir den Vektor $O B$ mit dem Vektor $O E_k = E_k$ zusammensetzen, so erhalten wir in $O A = 1{,}13$ mm = 113 Volt die induzierte elektromotorische Kraft des Ankers und, wie wir sehen, ist die obenangeführte Rechnung richtig.

Zur besseren Verständlichkeit des vorliegenden Falles stellen wir nur noch die Bilanz der Energien für den inneren und den äusseren Stromkreis auf. Bezeichne r_a und L_a den Widerstand resp. die Selbstinduktion des Ankers, r und L den Widerstand und die Selbstinduktion aller Leitungen und Maschinen (Transformatoren, Motoren, Lampen etc.), C die Kapazität der Leitung, e die induzierte elektromotorische Kraft, e_k die Klemmspannung, i den dem Stromkreise gelieferten Strom und i_c den Ladungsstrom, so muss nach dem Gesetze von Kirchhoff für jeden Augenblick folgende Gleichung bestehen:

$$e = r_a (i_c + i) + L_a \frac{d(i_c + i)}{dt} + e_k$$

oder indem man mit $(i_c + i)\,dt$ multipliziert:

$$e(i_c + i)\,dt = L_a d(i_c + i)(i_c + i) + e_k (i_c + i)\,dt + r_a (i_c + i)^2\,dt;$$

da aber $e_k = ir + L \frac{di}{dt}$ und $e_k \cdot i_c \cdot dt = \frac{q}{C}\,dq$, so folgt

$$e(i_c + i)\,dt = r_a (i_c + i)^2\,dt + L_a\,d(i_c + i) \cdot (i_c + i) + \frac{q}{C}\,dq + \left(ir + L \frac{di}{dt}\right) i \cdot dt.$$

Indem man $C = C_1 + C_2$ setzt und integriert, erhält man schliesslich

$$\int_0^t e(i_c + i)\,dt = \frac{1}{2} L_a (i_c + i)^2 + \frac{1}{2} C_1 e_k^2 + \int_0^t r_a (i_c + i)^2\,dt + \frac{1}{2} L i^2 + \frac{1}{2} C_2 e_k^2 + \int_0^t r \cdot i^2\,dt.$$

Der Ausdruck

$$\frac{1}{2} L_a (i_c + i)^2 + \frac{1}{2} C_1 e_k^2 + \int_0^t r_a (i_c + i)^2\,dt$$

stellt die verbrauchte Energie des inneren Stromkreises dar; es ist dies derselbe Ausdruck, den wir auf S. 446 für einen Stromkreis, der Selbstinduktion und Kapazität in Hintereinanderschaltung enthält, abgeleitet haben. Demnach findet alles, was wir bezüglich dieses Stromkreises gesagt haben, auch im vorliegenden Falle volle Anwendung, also es können Ueberspannungen auch im vorliegenden Falle auftreten. Die andere Hälfte des Ausdruckes

$$\frac{1}{2}\, Li^2 + \frac{1}{2}\, C_2\, e_k{}^2 + \int_0^t ri^2\, dt$$

stellt die durch den äusseren Stromkreis verbrauchte Energie dar und es ist selbstverständlich, wenn $r = o$ ist, dass die dem äusseren Stromkreise zugeführte Energie auch Null sein wird.

Wenn die Kapazität in Parallelschaltung sich befindet, so können, wie schon bemerkt wurde, Ueberspannungen in unseren Stromkreisen auftreten, vorausgesetzt dass die Bedingung $C > \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}$ erfüllt ist. Ein solcher Fall stellt nichts Aussergewöhnliches dar und er findet seine Begründung und Erklärung darin, dass in diesem Falle der Strom der Klemmspannung voraneilt und wir demzufolge nicht mehr einen Spannungsabfall, sondern eine Erhöhung der Spannung haben. Wenn der Strom Voreilung hat, so wird das Magnetfeld durch den voreilenden Ankerstrom verstärkt und zwar um so mehr, je grösser die Phasenverschiebung ist und dadurch wird die Klemmspannung grösser als die induzierte elektromotorische Kraft. Bezeichnet nämlich N_i das Magnetfeld, hervorgerufen durch die Feldmagnete, und N_a das Ankerfeld, hervorgerufen durch den voreilenden Ankerstrom, so wird das resultierende Feld $N = N_i + N_a$ beim voreilenden Ankerstrome grösser, also $N > N_i$. Nun erzeugt das resultierende Feld N die wirksame elektromotorische Kraft E_R und das Magnetfeld N_a die induzierte elektromotorische Kraft E_0 und man sieht, dass $E_R > E_0$. Da aber ferner die Klemmspannung gleich ist $E_k = E_R - J \, . \, r_a$ und der Betrag von $J \, . \, r_a$ nur 2 bis 3 % von E_0 ist, so folgt daraus, dass auch $E_k > E_0$ sein muss.

Obgleich bei praktischem Betriebe unserer Wechselstrommaschinen auf das Netz beständig die elektrischen Konstanten des letzteren geändert werden infolge unaufhörlichen Zu- und Abschaltens verschiedener Stromkreise und Alternatoren, so kann man immerhin sagen, dass Erscheinungen der Resonanz bei reinen Sinusströmen nicht vorkommen würden, da gewöhnlich die Phasometer ein Nacheilen des Stromes andeuten und die Bedingung $C < \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}$ erfüllt ist, d. h. für gewöhnlich ist die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen grösser als jene der Wechselstromquelle.

Wenn aber die elektromotorische Kraft der Stromquelle eine komplizierte harmonische Funktion der Zeit ist, wie dies gewöhnlich der Fall, so haben wir dann mit ganz anderen Erscheinungen zu thun und Ueberspannungen können auftreten, wie wir das gleich sehen werden.

Setzen wir voraus, dass

B) die elektromotorische Kraft der Wechselstrommaschine eine Zusammengesetzte harmonische Funktion der Zeit ist und dass man dieselbe nach Fourier durch folgende Reihe ausdrücken kann:

$$e = E_1 \sin(\omega t - \psi_1) + E_3 \sin(3\omega t - \psi_3) + E_5 \sin(5\omega t - \psi_5) + \ldots$$

Es versteht sich von selbst, dass die Klemmspannung des Stromkreises dieselben Harmonischen (Obertöne) enthalten wird wie die induzierte elektromotorische Kraft der Maschine selbst.

Was die Grundschwingung, d. h. die Hauptspannung anlangt, die als Periodenzahl die Grösse $\omega = 2\pi \backsim = 2\pi \frac{p}{2} N''$ hat, so gilt für dieselbe das vorhin Gesagte, was bezüglich der reinen Sinusfunktion erwähnt wurde, d. h. die Grundspannung wird sich nicht in Resonanz befinden[1]), da $\backsim < \backsim_0$, d. h. ihre Periodenzahl kleiner ist als jene der freien elektrischen Schwingungen des Stromkreises.

Was nun aber die Oberschwingungen anlangt, welche für die Periodenzahl ein Vielfaches von $2\pi \frac{p}{2} N''$ haben, so kann es vorkommen, dass eine der Oberschwingungen, z. B. die 13., also $E_{k,13}$ in Resonanz treten kann, da ja die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen sich proportional der Belastung ändert und durch fortwährendes Zu- und Abschalten von Stromkreisen und Alternatoren sich auch die elektrischen Konstanten der Betriebsnetze ändern.

Setzen wir voraus, dass für eine gegebene Belastung C und L die elektrischen Konstanten des Betriebsnetzes darstellen, wobei die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen $\backsim_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$ grösser ist als die Periodenzahl der 11. Oberschwingung, aber kleiner als jene der 13. Oberschwingung, so dass wir schreiben können:

$$11 \frac{p}{2} N'' < \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}} < 13 \frac{p}{2} N''.$$

---

[1]) D. h. für sie findet keine Resonanz statt, also die Klemmspannung $E_{k\,1}$ wird nicht erhöht (siehe S. 466).



Es ist selbstverständlich, dass die hier aufgestellten Gleichungen sich sowohl auf den inneren, als auch auf den äusseren Stromkreis beziehen, es genügt, das eine Mal C_1 und L_1, das andere Mal C_2 und L_2 in diesen Gleichungen zu setzen, wie wir dies schon erwähnt haben.

Wenn wir jetzt die Belastung vergrössern, so vermindern wir gleichzeitig die elektrischen Konstanten des Betriebsnetzes auf C_1 und L_1 und vergrössern dadurch die Periodenzahl der freien elektrischen Schwingungen des vorliegenden Betriebsnetzes, so dass

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L_1}} > \frac{1}{2\pi\sqrt{C L}},$$

und jetzt kann es vorkommen, dass die 13. Oberschwingung $E_{k,13}$ in Resonanz kommt, dass also die Bedingung stattfindet:

$$13\,\frac{p}{2}\,N'' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L_1}},$$

und dadurch können auch Spannungserhöhungen in unseren Betriebsnetzen auftreten, welche das Dielektrikum unserer Kabel zu ertragen hat. Die 11. Oberschwingung $E_{k,11}$ kann also nie in Resonanz treten, aber dafür können alle nächsthöheren Oberschwingungen eine nach der anderen bei Vergrösserung der Belastung in Resonanz treten.

Aus dem vorhergehenden geht hervor, dass die Grundschwingung, also die Hauptspannung $E_{k,0}$ sich nicht in Resonanz befinden wird, dass aber Oberschwingungen höheren Grades in Resonanz treten können.

Um solche Fälle einer allgemeinen Betrachtung zu unterziehen, suchen wir auf analytischem Wege die Bedingungsgleichungen für die Resonanz der Oberschwingungen abzuleiten.

Betrachten wir zu diesem Zwecke einen einfachen Stromkreis, etwa jenen, der in Fig. 14 dargestellt ist, und behalten für ihn dieselben Bezeichnungen, die wir auf S. 460 erwähnt haben, so muss, wie schon angegeben, für diesen Stromkreis in jedem Augenblicke folgende Gleichung bestehen:

$$e = r_a\,(i_c + i) + L_a\,\frac{d\,(i_c + i)}{d\,t} + e_k \quad \ldots \quad (1)$$

Da aber $e_k = \frac{1}{C}\int i_c\,d\,t$ und $i_c = C\,\frac{d\,e_k}{d\,t}$, andererseits $e_k = i\,r + L\,\frac{d\,i}{d\,t}$ ist und $d\,e_k = r\,d\,i + L\,\frac{d^2 i}{d\,t^2}$, so folgt für $i_c = r\,C\,d\,i + L\,C\,\frac{d^2 i}{d\,t^2}$. Dies

in die Gleichung (1) eingesetzt und nach i, $\frac{di}{dt}$ und $\frac{d^2i}{dt^2}$ geordnet, ergibt:

$$\mathbf{e = (r_a + r)\, i + (L_a + L + r\, r_a C) \frac{di}{dt}}$$

$$\mathbf{+ C\,(r_a L + r L_a) \frac{d^2 i}{dt^2} + C L_a L \frac{d^3 i}{dt^3}} . \quad . \quad . \quad (2)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung wird uns in allen Fällen die Stromstärke i liefern.

Wir ziehen jedoch vor, die Auflösung dieser Differentialgleichung so wiederzugeben, wie dieselbe von M. Leblanc in „Eclairage électrique" vom Jahre 1899, S. 87 behandelt wurde.

Setzen wir voraus, dass die elektromotorische Kraft der Wechselstrommaschine sich nach Fourier durch folgende Gleichung ausdrücken lässt:

$$e = E_1 \sin \omega t + E_3 \sin (3 \omega t + \psi_3) + E_5 \sin (5 \omega t + \psi_5) + \ldots$$

Der n^{ten} Oberschwingung, welcher eine Frequenz von „$n\omega$" in 2π Sekunden zukommt, entspricht die Produktion einer Stromstärke n^{ten} Grades von dem Ausdrucke:

$$i_n = I_n \sin (n \omega t + \varphi_n).$$

Durch wiederholte Differentiation erhält man:

$$\frac{d i_n}{dt} = n \omega I_n \cos (n \omega t + \varphi_n).$$

$$\frac{d^2 i_n}{dt^2} = - n^2 \omega^2 I_n \sin (n \omega t + \varphi_n).$$

$$\frac{d^3 i_n}{dt^3} = - n^3 \omega^3 I_n \cos (n \omega t + \varphi_n).$$

Dies in die Gleichung (2) eingesetzt, folgt

$$E_n \sin (n \omega t + \psi_n) = [(r_a + r) - n^2 C \omega^2 (r_a L + L_a r)]\, I_n \sin (n \omega t + \varphi_n)$$

$$+ [L_a + L + C r_a r - n^2 \omega^2 C L_a L]\, \omega I_n \cos (n \omega t + \varphi_n).$$

Indem man die Sinuse und Cosinuse entwickelt, nach sin ωt und cos ωt ordnet und in Erwägung zieht, dass die so abgeleitete Gleichung für jede beliebige Zeit t gelten muss, folglich auch für die Augenblicke, wo t so gross wird, dass einmal cos ωt und das andere Mal sin ωt Null wird und indem man schliesslich die zwei so erhal-



tenen Gleichungen zum Quadrat erhebt und dann addiert, erhält man für

$$I_n = \frac{E_n}{\sqrt{[r + r_a - n^2 \omega^2 C (r L_a + r_a L)]^2 + n^2 \omega^2 [L_a + L + C (r r_a - \omega^2 n^2 L L_a)]^2}}.$$

Die Klemmspannung E_k muss auch die Oberschwingung n^{ten} Grades mit der Frequenz „$n \omega$" enthalten und demzufolge wird sich $E_{k,n}$ ausdrücken durch

$$E_{k,n} = I_n \sqrt{r^2 + n^2 \omega^2 L^2},$$

oder indem man für I_n den berechneten Wert einsetzt, erhält man:

$$E_{k,n} = \frac{E_n \sqrt{r^2 + n^2 \omega^2 L^2}}{\sqrt{[r + r_a - n^2 \omega^2 C (r L_a + r_a L)]^2 + n^2 \omega^2 [L_a + L + C (r r_a - n^2 \omega^2 L L_a)]^2}}. \quad (3)$$

Wie man sieht, ist die Klemmspannung $E_{k,n}$ gleich dem Produkte aus der induzierten elektromotorischen Kraft E_n und einem Faktor, der eine Funktion der Kapazität C ist. Suchen wir jetzt diejenige Grösse der Kapazität auf, welche diese Klemmspannung $E_{k,n}$ zum Maximum macht. Zu dem Zwecke haben wir den Ausdruck $\frac{d E_{kn}}{d C} = 0$ zu bilden und wir erhalten:

$$(r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2) L + (r^2 + n^2 \omega^2 L^2) L_a = [(r^2 + n^2 \omega^2 L^2)(r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2)] C,$$

woraus:

$$C = \frac{(r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2) L + (r^2 + n^2 \omega^2 L^2) L_a}{(r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2)(r^2 + n^2 \omega^2 L^2)} \quad . \ . \ . \quad (4)$$

Wenn man diesen Ausdruck für die Kapazität in die Gleichung für die Spannung $E_{k,n}$ einsetzt, so erhalten wir den Maximalwert der Klemmspannung:

$$E_{k,n}^{max} = E_n \sqrt{r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2} \frac{r^2 + n^2 \omega^2 L^2}{(r_a^2 + n^2 \omega^2 L_a^2) r + (r^2 + n^2 \omega^2 L^2) . r_a}. \quad (5)$$

Also der Maximalwert der Klemmspannung $E_{k,n}^{max}$ hängt von der Grösse der induzierten elektromotorischen Kraft und von den elektrischen Konstanten des inneren und äusseren Stromkreises ab. Diese letzteren, d. h. r_a, L_a, r und L sind sowohl Funktionen der Frequenz $n \omega$ [1]), als auch Funktionen der Belastung des Stromkreises.

Für gewöhnlich ist die Kapazität eines Stromkreises eine konstante Grösse für eine gegebene Frequenz, z. B. $n \omega$, dagegen die

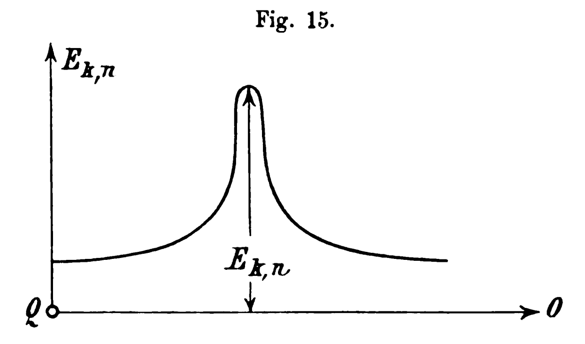
---

[1]) Siehe diesbezüglich M. Leblanc, Eclairage électrique, Jahrgang 1899, S. 48 ff.

elektrischen Konstanten des inneren Stromkreises r_a und L_a sind umgekehrt proportional der Anzahl der im Betriebe befindlichen parallel geschalteten Wechselstrommaschinen, vorausgesetzt, dass sie von ein und derselben Type sind. Das gleiche gilt bezüglich der elektrischen Konstanten des äusseren Stromkreises, da dieselben sich auch mit wachsender Belastung verkleinern.

Wenn wir in die Gleichung (3) für die Grösse n der Reihe nach die Werte 1, 3, 5, 7 ... einsetzen und dementsprechend den Konstanten r_a, L_a, r und L die jeweiligen Werte, die der betreffenden Frequenz ω, 3ω, 5ω, 7ω ... zukommen, beigeben, so können wir die Werte der Klemmspannungen $E_{k,1}$, $E_{k,3}$, $E_{k,5}$ ... erhalten. Wenn wir dann für eine gegebene Klemmspannung, z. B. $E_{k,n}$, die Belastung des Stromkreises r und L beständig verändern, indem wir

Fig. 15.



dabei je nach Bedürfnis die nötige Zahl der Wechselstrommaschinen zu- und abschalten und dabei die Erregung für den Wert der induzierten elektromotorischen Kräfte E_1 konstant halten, so können wir die Klemmspannung $E_{k,n}$ als Funktion der Belastung (Fig. 15) darstellen. Es ist selbstverständlich, dass dabei die Klemmspannung durch ihren maximalen Wert $E_{k,n}^{max}$ durchgehen muss, der durch die Gleichung (5) gegeben ist. Wenn die Klemmspannung durch ihren Maximalwert durchgeht, so sagen wir dann, dass die Oberschwingung des n^{ten} Grades mit der Klemmspannung sich in Resonanz befindet.

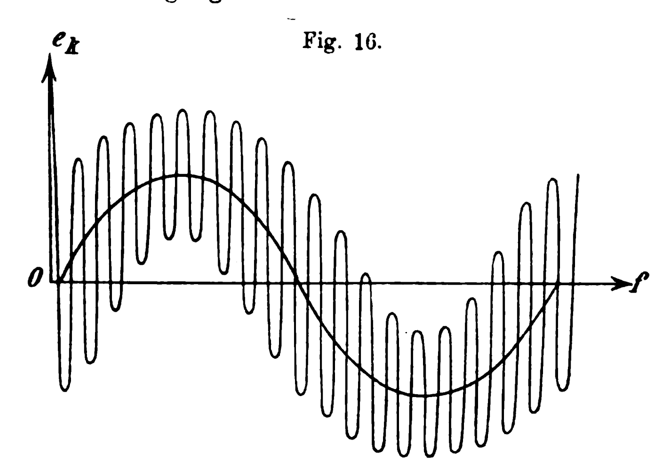
Es fragt sich nun, geben uns unsere Messinstrumente diese Ueberspannungen, hervorgerufen durch die Erscheinung der Resonanz der Oberschwingungen, an? Diese Frage beantwortet sich mit Nein, und wir werden später den Grund dafür sehen, aber das Dielektrikum unserer Maschinen und Kabel fühlt diese Ueberspannungen, welchen es unterworfen ist und welche um so gefährlicher werden, je

niedriger der Grad der Oberschwingung ist, die sich in Resonanz befindet.

Wie wir in der Akustik zwei verschiedene Töne von derselben Höhe und Stärke durch ihre Klangfarbe unterscheiden können, ebenso können wir auch in der Elektrotechnik zwei periodisch veränderliche elektromotorische Kräfte von derselben Frequenz und effektiven Grösse durch ihre Kurven, welche die Veränderungen derselben als Funktionen der Zeit darstellen, unterscheiden.

Setzen wir voraus, dass die Wechselstrommaschine die Grund- und die Oberschwingung n^{ten} Grades der elektromotorischen Kräfte

Fig. 16.



entwickelt, d. h. dass die Oberschwingung so verstärkt ist, dass wir für die Klemmspannung schreiben können:

$$e_k = E_{k,1} \sin(\omega t) + E_{k,n} \sin(n\omega t).$$

Die Veränderung der Klemmspannung als Funktion der Zeit ist in Fig. 16 dargestellt. Der effektive Wert der Klemmspannung wird in diesem Falle sein:

$$E_k = \sqrt{\frac{E_{k,1}^2 + E_{k,n}^2}{2}}.$$

Der maximale Wert der Klemmspannung wird

$$E_k^{max} = E_{k,1} + E_{k,n}.$$

Demnach drückt sich das Verhältnis der Maximalspannung zu der effektiven aus:

$$\frac{E_k}{E_k^{max}} = \frac{E_{k,1} + E_{k,n}}{\sqrt{E_{k,1}^2 + E_{k,n}^2}} \sqrt{2}.$$

Das Maximum dieses Verhältnisses findet statt, wenn $E_{k,1} = E_{k,n}$, und wir erhalten in dem Falle:

$$E_k^{max} = 2\,E_k.$$

Also im gegebenen Falle hat das Dielektrikum unserer Kabel und Maschinen das Doppelte der Betriebsspannung auszuhalten, was für den Dauerbetrieb für eine gegebene Belastung als gefährlich bezeichnet werden muss.

Also, wie wir sehen, hat bei Gleichheit der effektiven Werte das Auftreten der Oberschwingungen immer eine Spannungserhöhung zur Folge, welche das Dielektrikum des Stromkreises und des Betriebsnetzes zu ertragen hat.

Wie schon erwähnt, geben unsere Messinstrumente in der Praxis nie den wahren effektiven Wert der Klemmspannung für den Fall an, wo die Oberschwingung sich der Grundschwingung überlagert. Die einzigen Messinstrumente, deren Selbstinduktion vernachlässigbar wäre, sind die Elektrometer; aber ihre Anwendung wird unmöglich, sobald Ueberspannungen infolge der Oberschwingungen auftreten, da sie zu feuern anfangen. Die thermischen Messinstrumente in Abzweigung mit den Messtransformatoren geben auch falsche Angaben an, welche dadurch hervorgerufen werden, dass die Impedanz der Messtransformatoren infolge der magnetischen Streuung bei hoher Frequenz „$n\omega$“ nicht mehr vernachlässigbar wird.

In der Praxis geben die Voltmeter nur die Klemmspannung $E_{k,1}$, welche der Grundschwingung entspricht, an und dies muss auch so sein. Denken wir, dass ein Netz Elektromotore speist, welche für eine Klemmspannung $E_{k,1}$ und eine Frequenz ω konstruiert sind. Setzen wir weiter voraus, dass die Wechselstrommaschinen auch die Oberschwingungen n^{ten} Grades erzeugen und dass man auf der Zentralstation die Erregung so regelt, dass die Klemmspannung $\sqrt{\frac{E_{k,1}^2 + E_{k,n}^2}{2}}$ konstant erhalten wird. Wenn nun bei einer gegebenen Belastung die Resonanz der Oberschwingung $E_{k,n}$ auftritt, so ist der Elektrotechniker an der Schalttafel gezwungen, die Erregung jetzt so einzustellen, dass $E_{k,1}$ bedeutend vermindert wird, damit die Klemmspannung $\sqrt{\frac{E_{k,1}^2 + E_{k,n}^2}{2}} =$ konstant erhalten bleibe. Aber bei der Verminderung der Klemmspannung $E_{k,1}$ würden alle Motoren stehen bleiben, da dieselben bei der verminderten Klemmspannung

nicht mehr im stande sind, das nötige Drehmoment auch weiter zu entwickeln, um die auferlegte Last noch durchzuziehen.

Wir haben bis jetzt nur jene Fälle betrachtet, wo die Wechselstrommaschinen die Oberschwingungen erzeugen; man darf jedoch nicht vergessen, dass auch Elektromotoren ebenfalls ausser der Grund- auch die Oberschwingungen erzeugen können, da ja die induzierten elektromotorischen Kräfte derselben ebenfalls keine reinen Sinusfunktionen, sondern harmonisch zusammengesetzte Funktionen der Zeit sind. Um die Bedingungsgleichung für die Resonanz der Oberschwingungen auch bei Motoren aufzustellen, genügt es, in den oben abgeleiteten Gleichungen die Grössen r_a und L_a mit jenen von r und L zu vertauschen. Unter den Motoren zeichnen sich besonders die Einankerumformer dadurch aus, dass dieselben grosse Neigung haben, Oberschwingungen niederen Grades zu erzeugen, und dies um so mehr, je kleiner die Anzahl der einzelnen sekundären Stromkreise ist. Durch Vergrösserung der Teilung des Kollektors bei den Einankerumformern kann man dahin wirken, dass dieselben Oberschwingungen höheren Grades entwickeln.

Aus der vortrefflichen Arbeit von L e b l a n c geht weiter hervor, dass die Ueberspannungen infolge der Resonanz der Oberschwingungen bei Netzen mit armierten Kabeln gefährlich werden, dagegen weniger gefährlich, wenn dieselben Lampen speisen. Dies findet seine Begründung darin, dass die Lampen sowohl der Hauptspannung, d. h. der Grundschwingung als der Oberschwingung denselben Widerstand entgegenstellen. Bei Motorenbetrieb dagegen balanciert nur die Hauptspannung die elektromotorische Gegenkraft der Motoren aus, und die Oberspannungen haben nur den Widerstand derselben zu bewältigen, deshalb erreichen die Stromstärken der Oberschwingungen bei Motorenbetrieb grössere Intensitäten als beim Lampenbetriebe.

Je grösser die Kapazität der Netze wird, um so eher treten die Oberschwingungen niedrigeren Grades in Resonanz. Dasselbe findet auch statt bei konstanter Kapazität des Netzes, wenn man die Induktionskoeffizienten L und L_a vergrössert, was der Fall ist, wenn man bei gleichbleibender Leistung die Spannung erhöht, wie wir dies später sehen werden.

Bei Luftleitungen und deren Apparaten, welche eine kleine Kapazität besitzen, sind auch nur Resonanzerscheinungen der Oberschwingungen höheren Grades zu erwarten, aber die Ueberspannungen, die daraus resultieren, sind nicht so gefährlich, da eben die Isolation einer Luftleitung auch leichter herzustellen ist.

Bei armierten Kabelnetzen dagegen ist die Kapazität sehr gross und deshalb ist auch die Isolation solcher Netze bei weitem schwieriger als jene der Luftleitungen. Diese Schwierigkeiten vergrössern sich, wie schon erwähnt wurde, bei Motorenbetrieben und gestalten sich um so schwieriger, je mehr die Motoren die Neigung haben, Oberschwingungen niedrigeren Grades zu erzeugen, weil in solchen Fällen die Ueberlagerungen dieser Oberschwingungen mit den von Wechselstrommaschinen erzeugten Oberschwingungen leichter vor sich geht.

Es kann auch vorkommen, dass eine der ersteren der Oberschwingungen in dem Masse verstärkt wird, dass die Wechselstrommaschine anfängt eine Stromstärke von einer höheren Frequenz, etwa der dreifachen, „3ω“, dem Netze zu liefern, als jene des Normalstromes ist.

So wurde z. B. in Berlin auf der Zentralstation Oberspree, wo 1000pferdige Dreiphasen-Wechselstrommaschinen für 6000 Volt installiert sind, die ein grosses armiertes Kabelnetz speisen, konstatiert, dass bei einer gewissen Belastung, trotzdem die Spannung auf der Zentralstation konstant gehalten wurde, die Stromstärke in den Speiseleitungen auf einmal verdoppelt wurde, ohne dass dabei die Admission der Dampfmaschinen vergrössert wurde. Dabei erkannte man, dass die Frequenz des Stromes auf das Dreifache gestiegen war, dass also die Oberschwingung dritten Grades in Resonanz sich befand.

Nicht nur bei armierten Kabelnetzen, sondern auch bei Luftleitungen, welche Motoren speisen, kann es vorkommen, dass unter gewissen Verhältnissen der Belastung die Stromstärke, die von einer der Oberschwingungen erzeugt wird, in dem Masse verstärkt wird, dass der von den Generatoren gelieferte Strom eine höhere Frequenz, z. B. „$n\omega$“, als die Normalfrequenz, für welche die Motoren konstruiert sind, besitzt. Es ist selbstverständlich, dass solche Ströme höherer Frequenz keine Arbeit in den Motoren leisten, denn sie müssten n-mal grössere Umdrehungszahlen entwickeln, um diese Ströme nutzbar zu machen.

Die hier vorgeführten Schlussfolgerungen werden durch die Thatsachen in der Praxis bestätigt. Um nur ein Beispiel anzuführen, erwähne ich hier die Kraftübertragung der Mineralgewässer vom Kaukasus mittels Drehstrom von 8000 Volt Spannung. Die Luftlinie von ca. 20 km Länge speist einen Asynchronmotor auf einer der Unterstationen, welcher direkt für 8000 Volt bei 50 Perioden in der Sekunde konstruiert ist. Hierbei beobachtete ich, dass unter gewissen Verhältnissen beim Anlassen des Motors ein Funkenregen vom Stator auf den Rotor überschlug.

Es fragt sich nun, gibt es überhaupt Mittel, die Erscheinungen der Resonanz in unseren elektrischen Netzen ganz zu vermeiden? Das einfachste Mittel wäre dies, allein solche Maschinen und Motoren zu konstruieren, die nur reine Sinusströme erzeugen, da gewöhnlich die Frequenz der Hauptspannung, d. h. der Grundschwingung $E_{k,1}$, für unsere elektrischen Netze in der Praxis kleiner ist als jene der freien elektrischen Schwingungen und für gewöhnlich, wie schon erwähnt wurde, die Bedingung $C < \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2}$ erfüllt ist.

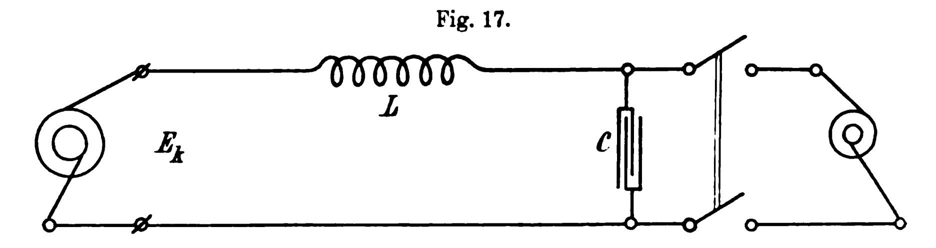
Da jedoch unsere modernen Wechselstrommaschinen und Wechselstrommotoren elektromotorische Kräfte erzeugen, die harmonisch zusammengesetzte Funktionen der Zeit sind, und bei solchen Maschinen die Erscheinungen der Resonanz der Oberschwingungen für bestimmte Belastungen entstehen, so fragt sich, wie soll man die Resonanzerscheinungen in solchen Fällen vermeiden? Die Lösung dieser Aufgabe besteht darin, dass man den Konstrukteuren unserer modernen Maschinen die Bedingung stellt, dass ihre Maschinen nur gewisse Oberschwingungen, d. h. eines gegebenen Grades, entwickeln, wie wir dies gleich erklären werden. Die Erscheinungen der Resonanz der Oberschwingungen treten, wie wir gesehen haben, gewöhnlich bei voller Belastung ein. Sagen wir z. B., dass die Rechnung ergibt, dass, wenn das Betriebsnetz voll belastet ist, die 25. Oberschwingung in Resonanz treten kann. Nun, wenn von seiten der Konstrukteure die Bedingung eingehalten wird, dass ihre Maschinen so gewickelt werden, dass die Generatoren und Motoren nur Oberschwingungen vom 27. Grade aufwärts erzeugen, so sind wir vollkommen sicher, dass für das vorliegende Netz keine Resonanzerscheinungen der Oberschwingungen auftreten können.

Ausser den Resonanzerscheinungen müssen wir bei praktischem Betriebe unserer elektrischen Netze auch auf die Thatsache hinweisen, dass beim Zu- und Abschalten von Stromkreisen und Generatoren auch gleichzeitig freie elektrische Schwingungen auftreten und dass die daraus resultierenden Ströme, deren Frequenz $\sim_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}}$ nur von den elektrischen Konstanten der Netze abhängt, sich mit den Hauptströmen zusammensetzen und dieselben verstärken können, wodurch wieder Spannungserhöhungen auftreten. Es ist ja natürlich, dass freie elektrische Schwingungen in elektrischen Stromkreisen jedesmal auftreten müssen, wenn eine Aenderung im Stromkreise vorgenommen wird, also auch wenn eine Aenderung der Belastung oder

der Geschwindigkeit der Wechselstrommaschinen und Motoren stattfindet, da hierdurch eine Störung der elektrischen und magnetischen Energie in der Selbstinduktion und im Dielektrikum des Stromkreises vor sich geht. Jede solche Störung ruft eine Reihe von Wechselströmen i_1 (S. 440) und Spannungswellen mit der natürlichen Frequenz des Stromkreises so lange hervor, bis die Energie der Störung infolge des Widerstandes des Stromkreises vollkommen in Wärme umgewandelt wird.

Um zu beweisen, dass bei Aenderung der Belastung freie elektrische Schwingungen auftreten, betrachten wir einen einfachen Fall, wo man plötzlich einen Abnehmer, z. B. einen Motor oder Transformator etc., ausschaltet (oder auch, wo man von Belastung auf Leerlauf übergeht). Sei C die Kapazität, dargestellt durch den Kondensator C, und L die Selbstinduktion der ausgeschalteten Leitung

Fig. 17.



(Fig. 17), welche vom Generator zum Abnehmer geht. Denken wir uns, dass im Momente des Abschaltens die Spannung an den Generatorklemmen E_k sei, oder sagen wir, E_k stelle eine konstante elektromotorische Kraft dar und die Stromstärke, welche den Stromkreis im gleichen Augenblicke durchfliesst, sei gleich I. Es leuchtet ein, dass im Augenblicke des Ausschaltens die aufgespeicherte Energie im Dielektrikum und in der Selbstinduktion der Leitung gleich ist der Summe: aus der elektrischen Energie $\frac{1}{2} C E_c^2$, wo E_c die Klemmspannung des Kondensators bedeutet, und aus der magnetischen Energie $\frac{1}{2} L I^2$. Denken wir uns weiter, dass in einem gegebenen Augenblicke t, nach der Ausschaltung des Abnehmers, die Stromstärke, die den Stromkreis durchfliesst, i und die Klemmspannung an dem Kondensator e_c seien, so muss für diesen Augenblick folgende Gleichung bestehen:

$$E_k = L \frac{d i}{d t} + e_c \quad \ldots \ldots \ldots \quad (1)$$

oder da $e_c = \frac{1}{C}\int i\,d\,t$, so haben wir auch

$$E_k = L\,\frac{d\,i}{d\,t} + \frac{1}{C}\int i\,d\,t.$$

Durch Differentiation erhält man:

$$\frac{d^2 i}{d\,t^2} = -\,\frac{1}{C\,L}\,i.$$

Indem man mit $2 \,.\, d\,i$ multipliziert und dann integriert, folgt:

$$\left(\frac{d\,i}{d\,t}\right)^2 = -\,\frac{1}{C\,L}\,i^2 + A.$$

Setzt man wie früher $i = x\sqrt{A\,C\,L}$ und $d\,i = d\,x\sqrt{A\,C\,L}$, so kann man auch schreiben:

$$\frac{d\,x}{\sqrt{1 - x^2}} = \frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,d\,t.$$

Durch Integration findet man:

$$i = \sqrt{A\,C\,L}\,\sin\left(-\,\frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,t + A_1\right). \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Differenziert folgt:

$$\frac{d\,i}{d\,t} = -\sqrt{A}\,\cos\left(-\,\frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,t + A_1\right).$$

Dies in die Gleichung (1) eingesetzt, erhält man für

$$e_c = E_k + L\sqrt{A}\,\cos\left(-\,\frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,t + A_1\right),$$

zur Zeit $t = 0$ ist $e_c = E_k$, folglich $A_1 = \frac{\pi}{2}$, demnach

$$e_c = E_k + L\sqrt{A}\,.\,\sin\left(\frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,t\right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

und

$$i = \sqrt{A\,C\,L}\,.\,\cos\left(\frac{1}{\sqrt{C\,L}}\,t\right).$$

Die Integrationskonstante A wird bestimmt aus der Beziehung, dass für die Zeit $t = 0$, $i = I = \sqrt{A\,C\,L}$, woraus $\sqrt{A} = \frac{I}{\sqrt{C\,L}}$. Dies in die Gleichungen für e_c und i eingesetzt, erhält man schliesslich:

$$i = I \cdot \cos\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\, t\right), \qquad (4)$$

$$e_c = E_k + I \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin\left(\frac{1}{\sqrt{CL}}\, t\right). \qquad (5)$$

Die Aenderungen der Stromstärke und der Klemmspannung am Kondensator erfolgen, wie man sieht, nach dem Gesetze der Cosinuse resp. Sinuse, wenn man von dem Widerstande des Stromkreises, also auch von der Dämpfung absieht. Da ferner die Schwingungszahl $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL}}$ nur von den elektrischen Konstanten der ausgeschalteten Leitung abhängt, so haben wir damit unsere Behauptung bewiesen, dass beim Ausschalten von Abnehmern oder, was dasselbe ist, wenn wir von Vollbelastung auf Leerlauf übergehen, freie elektrische Schwingungen auftreten.

Wäre z. B. die Stromstärke im Momente des Ausschaltens der Abnehmer 100 Amp., $C = 2$ Mikrofarad und $L = 0{,}2$ Henry, so ist die maximale Spannung, welcher das Dielektrikum unserer Kabel beim Ausschalten der Abnehmer ausgesetzt wird:

$$E_c^{max} = I \sqrt{\frac{L}{C}} = 100 \sqrt{\frac{0{,}2}{2 \cdot 10^{-6}}} = 31\,600 \text{ Volt},$$

wobei E_k vernachlässigt wird. Also auf jeden ausschaltenden Ampère kommt eine Spannungserhöhung von 316 Volt.

Bemerken wir hier, dass wir dieselbe Gleichung $E_c^{max} = I \sqrt{\frac{L}{C}}$ auch direkt aus der Gleichung (S. 437) $E_m = \sqrt{E_0^2 + \frac{L}{C} I_0^2}$ erhalten, wenn wir in der letzteren E_0 vernachlässigen, und dadurch kommen wir zu der von Kennelly gegebenen Formel für die Spannungssteigerung E_c^{max} bei der Unterbrechung des Stromes I:

$$E_c^{max} = I \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Es bleibt uns noch zu zeigen, was wir gleich am Anfange erwähnt haben, nämlich dass mit der Erhöhung der Betriebsspannung die Durchschläge der Isolation in Hochspannungsanlagen häufiger vorkommen als in Niederspannungsanlagen.

Vor allem ist einleuchtend, dass mit der Steigerung der Betriebsspannung auch der Selbstinduktionskoeffizient L vergrössert wird. Ist

E die Betriebsspannung, J der Betriebsstrom und φ der Phasenwinkel zwischen beiden, so berechnet sich der Koeffizient L aus der Beziehung:

$$E_s = \omega L J = E \sin \varphi,$$

woraus

$$L = \frac{E \sin \varphi}{\omega J}.$$

Daraus sieht man, dass mit steigender Betriebsspannung auch der Selbstinduktionskoeffizient L wachsen muss.

Wenn nun L vergrössert wird, so steigern wir dadurch auch die Spannungserhöhung beim Unterbrechen der Stromkreise, wie dies aus der Kennellyschen Formel $I \sqrt{\frac{L}{C}} = E_c^{max}$ hervorgeht.

Andererseits vermindert sich aber mit wachsendem L die Schwingungszahl der freien elektrischen Schwingungen, wie dies aus der Gleichung $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL}}$ hervorgeht. Dadurch aber nähert sich die Schwingungszahl der freien elektrischen Schwingungen der Periodenzahl $\frac{p}{2} N''$ unserer modernen Wechselstrommaschinen und Motoren, und die Chancen für die Erscheinung der Resonanz werden damit gesteigert.

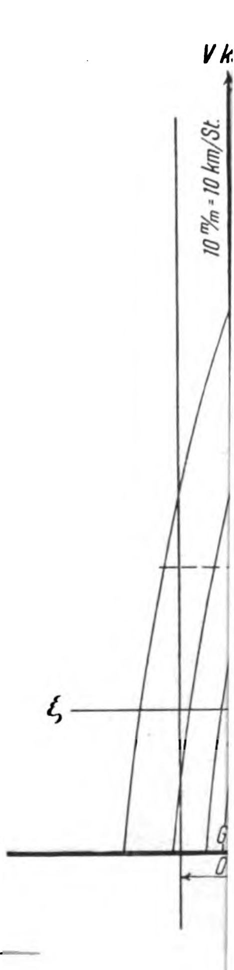
Aus dem vorhergehenden geht also hervor, dass mit der Steigerung der Betriebsspannung nicht nur die Gefahren der Spannungserhöhungen infolge der auftretenden freien elektrischen Schwingungen, sondern auch die Gefahren des Auftretens der Resonanzerscheinungen gesteigert werden.

Zum Schlusse des heutigen Vortrages möchte ich noch ein paar Worte bezüglich der Luftleitungen sagen. Ist z. B. die Luftlinie einer Kraftübertragung nicht von bedeutender Länge, so kann die hier vorgeführte Theorie auf dieselbe angewendet werden. Sind jedoch die Luftlinien der Kraftübertragung lang, so kann die hier vorgeführte Theorie nicht volle Anwendung finden, da sie einiger Aenderungen bedarf. Vor allem ist die Spannung nicht ein und dieselbe an der Zentral- und an den Unterstationen, und dann ist die Stromstärke, ebenso wie die Spannung, veränderlich auf der ganzen Länge der Luftlinie.

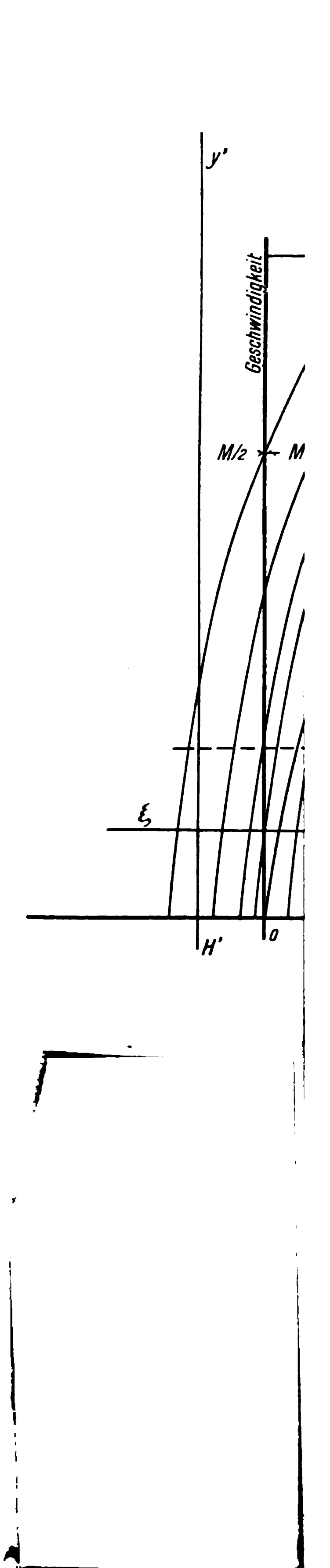
Bei der vorgeführten Theorie dagegen haben wir vorausgesetzt, dass die Spannung ein und dieselbe ist, sowohl an der Zentralstation wie an den Stellen der Abnehmer, oder anders gesprochen, dass die

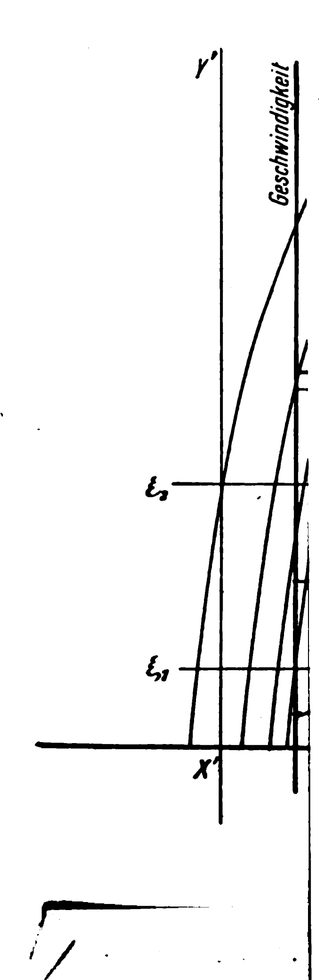
Länge der Leitungen nicht übermässig gross ist, so dass in einem gegebenen Augenblicke dieselbe Spannung und dieselbe Stromstärke in allen Punkten des Stromkreises herrscht. Solche Voraussetzungen sind in der Praxis zulässig, da die Länge der elektromagnetischen Wellen bei unseren Periodenzahlen gewöhnlich einige hundert Kilometer ist, wohingegen die Länge unserer Leitungen nur einige Kilometer beträgt.

Damit schliesse ich meinen Vortrag und danke Ihnen, meine Herren, für Ihre Aufmerksamkeit.



V k
10 m/m = 10 km/St.
ξ
G
O


y'
Geschwindigkeit
M/2
M
ξ
H'
0


Y'
Geschwindigkeit
X'


89089683726
B89089683726A
Digitized by Google



